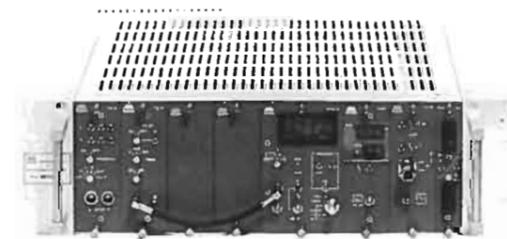
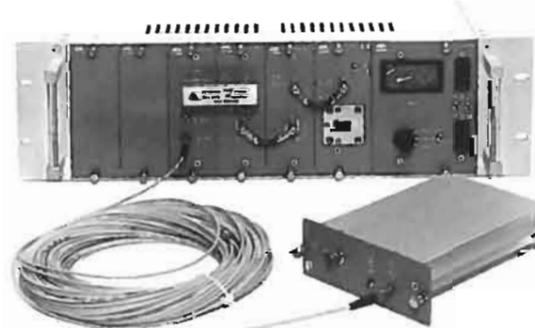
Spedizione in abbonamento postale gruppo IV/70, n. 3 - 2° sem. 1991

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

ANNO XL NUMERO 3 - 1991 EDIZIONI NUOVA ERI - Via Arsenale, 41 - TORINO L. 8000

(Foto Renato Capra)

La mostra «Telericordi...?» a MEDIASAT '91

NUMERO 3 ANNO XL

DICEMBRE 1991

DA PAGINA 97
A PAGINA 144

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

RIVISTA QUADRIMESTRALE
A CURA DELLA RAI
EDITA DALLA NUOVA ERI

DIRETTORE RESPONSABILE
GIANFRANCO BARBIERI

COMITATO DIRETTIVO
M. AGRESTI, F. ANGELI,
G. M. POLACCO, R. CAPRA

REDAZIONE
RENATO CAPRA
CENTRO RICERCHE RAI
CORSO GIAMBONE, 68
TEL. (011) 88 00 (int. 31 32)
10135 TORINO

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
SOC. PER LA PUBBLICITÀ IN ITALIA (SPI)
20121 MILANO - VIA MANZONI 37 - TEL. (02) 63131

Distribuzione per l'Italia:
Parrini & C. - p. Indipendenza 11/B
00185 Roma - Tel. (06) 49.92

Affiliato alla Federazione Italiana Editori Giornali

Stampa: ILTE - Moncalieri (Torino)

Sommario: *pagina*

MEDIASAT '91 (Salone delle attività televisive) ha organizzato, con RAIUNO, alla fine di settembre di quest'anno la mostra «Telericordi...?» allestita in un'apposita struttura, adiacente al Palacongressi di Riva del Garda.
Alla mostra hanno partecipato il *Museo della Radio e della Televisione* RAI di Torino, che ha esposto alcuni dei cimeli delle sue collezioni storiche, ed il *Centro Ricerche* RAI che ha presentato alcuni degli apparati, studiati e realizzati a Torino nell'ambito della sua attività tecnica di ricerca sperimentale.

UNA COPIA L. 8000 (ESTERO L. 15000)
COPIA ARRETRATA L. 15000 (ESTERO L. 15000)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 20000 (ESTERO L. 40000)
VERSAMENTI ALLA NUOVA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO-C.C.P. N. 26960104
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REG. ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C.P. DI TORINO AL N. 494 IN DATA 6-11-1951

IL RADIODATA: SISTEMA DI CONTROLLO E MISURA DEI DATI RDS IRRADIATI

N. SAURO TOSONI*

SOMMARIO — Per la radiofonia italiana, gli anni '90 potrebbero essere quelli dell'introduzione su larga scala del sistema RDS. Questo sistema, denominato in Italia RADIODATA, ha la massima diffusione in Europa settentrionale. In attesa del piano di riordino delle frequenze MF, che metta fine al problema del sovraffollamento della banda MF, e di una pianificazione nazionale dei codici RDS (PI, ecc.), è importante ricordare che solo il più assoluto rispetto delle normative internazionali vigenti in materia di radiodiffusione MF, da parte degli enti trasmittenti, garantirà all'utenza radiofonica di usufruire al meglio dell'RDS. È quindi indispensabile per un ente che trasmette il segnale RDS di poter disporre di uno strumento di analisi efficace.
In questo articolo viene descritto il sistema di «Misura dei dati RDS» recentemente messo a punto dal Centro Ricerche della RAI, evidenziando le novità e le peculiarità di questo progetto. Il metodo realizzato è destinato a migliorare l'acquisizione e il monitoraggio, soprattutto nei rilevamenti in area, dei codici RADIODATA trasmessi. Inoltre l'articolo dà uno sguardo al futuro, cercando di individuare gli sviluppi applicativi dell'RDS nella realtà italiana, mostrando in che modo il sistema descritto può contribuirvi. L'ultima parte presenta i risultati di alcuni studi e sperimentazioni, effettuate dalla RAI nell'ambito di gruppi di lavoro UER, per impieghi evoluti del sistema: informazioni varie inserite nel canale dati trasparente (TDC) e trasmissione, col Radiotext, di messaggi multilingue indirizzati ad un sintetizzatore vocale.

SUMMARY — ***Control and measurement system of the transmitted RDS data.*** *The 90s could mean for the sound broadcasting the introduction on large scale of the RDS system. This system, which in Italy is called RADIODATA, is mostly diffused in Middle-North Europe. While waiting for a regulation plan which puts an end to the overcrowding of the FM bandwidth, and for a national planning of the RDS codes (PI, etc.), it should be reminded that only the strict compliance from the broadcasting organisations with the international rules relevant to the FM radio broadcasting will enable the audience to exploit at best the RDS service. It is therefore absolutely necessary for an organisation broadcasting the RDS signal to have an effective analysis tool available.*
A description is given of the «RDS data measurement» system, recently implemented by the RAI Research Centre, paying particular attention to innovations and peculiarities. This method is intended to improve acquisition and monitoring of the transmitted RADIODATA codes, particularly in the case of measurements in the service area. Furthermore, this paper tries to spot the future practical developments of RDS in the Italian reality, showing how the described system can contribute. The last part describes the results of some studies and experiments, carried out by the RAI within the EBU working groups, for evolutionary applications of the systems: additional information inserted in the transparent data channel (TDC), and transmission, with Radiotext, of multilanguage messages addressed to a vocal synthesiser.

1. Introduzione

L'RDS proposto dall'UER come sistema automatico di sintonia per i radioricevitori MF sui codici di rete (PI) e sulle informazioni di traffico automobilistico, sta diventando nel progredire delle applicazioni pratiche un supporto trasmissivo di dati di interesse più vasto di quello della sintonia.

Nonostante la sua bassa capacità tramissiva (circa 45 caratteri/s) il sistema, sfruttando convenientemente codici ad alto contenuto informativo, permette l'attuazione di speciali servizi di informatica radiodiffusa.

Purtroppo, la prima generazione di ricevitori RDS ha deluso un po' tutti, utenti e operatori dei servizi tecnici, per le seguenti ragioni:

1) implementazione ridotta nel numero delle funzioni base;
2) produzione riservata al solo settore «HI-FI CAR»;
3) costi commerciali d'acquisto proibitivi;
4) diffusione e campagne pubblicitarie dei prodotti limitate.

È evidente che finché non saranno risolti positivamente i punti sopracitati, le possibilità di sfruttamento avanzato del sistema da parte degli Enti che irradiano il servizio verranno meno.

In ogni caso l'attuazione pratica del Radio Data System e lo sviluppo applicativo del medesimo trovano in Europa contrastanti realtà. Infatti, lo stato di evoluzione è diverso da paese a paese ed è marcatamente superiore nei paesi nordici (Gran Bretagna, Francia e area scandinava). In questi paesi tale promozione è frutto, in particolare, dello sfruttamento commerciale che uno specifico servizio (Radio Paging in particolare) ha avuto.

Nella fase di introduzione del servizio, un po' dovunque, Italia compresa, si è considerata solo la trasmissione delle informazioni destinate alle applicazioni primarie di

* P.i. N. Sauro Tosoni del *Centro Ricerche* RAI - Torino.
Dattiloscritto pervenuto alla Redazione il 6 agosto 1991.

tipo statico necessarie alla sintonia automatica. La sola applicazione dinamica che molti broadcaster usano in questa fase è il codice di annuncio di traffico (TA).

L'introduzione delle applicazioni RDS che richiedono una gestione dinamica delle informazioni (RP, EON, RT, TMC, TDC, ecc.), è più complessa e richiederà tempi di attuazione maggiori. Infatti, essendo questi codici legati al contenuto del programma audio, necessitano di un collegamento tra studio di produzione (dove è generato il programma), ed i trasmettitori dove sono installati i coder RDS). Pertanto queste applicazioni sono dipendenti dalla realizzazione della rete dati.

La differente area di copertura del segnale RDS rispetto a quella del segnale MF stereo, e le particolari caratteristiche funzionali dei radioricevitori RDS, rendono necessaria una attenta valutazione del legame tra il campo RF del segnale ricevuto e dei tempi di acquisizione delle informazioni.

Diventa perciò fondamentale l'esigenza per il BROADCASTING NETWORK SERVICE che irradia il segnale RDS, disporre di idonea strumentazione per conoscere con precisione «ciò che è in aria», al fine di prevenire disservizi e fornire all'utenza il servizio nel modo più efficiente possibile. La limitata disponibilità sul mercato di apparecchiature diagnostiche per la verifica dei dati trasmessi ha incentivato, all'interno di ogni Ente radiofonico (Rai compresa), studi e ricerche ad-hoc per la progettazione di macchine idonee al monitoraggio delle informazioni RDS.

Il *Centro Ricerche* della RAI, avvalendosi della propria esperienza acquisita nella fase sperimentale del servizio, ha colto l'opportunità di realizzare un decodificatore RDS (**Decoder tipo 9248**) del tipo general purpose, con soluzioni innovative ed eccellenti doti di versalità, facilità d'uso e ridotto ingombro. L'apparecchiatura nata per soddisfare le esigenze del personale tecnico dei Centri trasmittenti e di quello preposto al controllo qualità del servizio (CQ), grazie alla possibilità di interfacciamento con un Personal Computer, può trovare in avvenire un utilizzo nei Centri di Produzione Radio (studi e sale controllo), come check (ritorno) dei messaggi e delle informazioni da questi trasmessi sui canali RDS.

2. Dispositivo di acquisizione dati e misura

Il dispositivo costruito e denominato DECODER RDS-RAI 9248 è pilotabile con un segnale multiplex stereo, i cui dati (decodificati) possono essere utilizzati anche esternamente da un PC per effettuare, oltre alla lettura, misure e statistiche di vario genere.

Il Decodificatore è costituito da due sezioni:

a) SEZIONE DECODER: nel decoder entra il segnale MPX STEREO ed escono i dati parallelo per un PC e per la parte gestione del decodificatore stesso. Il decoder provvede ancora alle uscite di controllo READ e QUALITÀ;

b) SEZIONE DISPLAY: la parte di gestione elabora i dati forniti dal decoder in modo da poterli presentare su un display.

Il segnale d'ingresso è il MPX stereo o mono, ricavato prima della deenfasi e deve avere ampiezza minima 20 mV pp. Lo strumento può essere alimentato da batteria. Le uscite dati del DECODER sono previste su un connettore a 25 pin e debbono essere lette con lo strobe READ attivo.

All'atto dell'accensione compare sul display la pagina di introduzione che chiede quale delle seguenti funzioni si vuole analizzare:

a) pagina 1: la maggior parte delle funzioni RDS;
b) pagina 2: liste delle frequenza alternative;
c) pagina 3: 1) successione dei gruppi RDS;
2) numero di blocchi errati e numero di blocchi perduti.

Il passaggio tra una pagina e la successiva avviene sempre attraverso la pagina di introduzione alla quale si accede tramite il pulsante RESTART.

La pagina 2 mostra le liste delle frequenze alternative. Per fare questo vengono memorizzati 826 codici AF, pari a circa 32 liste da 26 codici. Questo comporta un tempo d'attesa, con la trasmissione di 4 gruppi OA al secondo, pari a circa 1,7 minuti alla presentazione della prima lista. La pagina 3 realizza due funzioni:

a) mostra una successione di 24 gruppi trasmessi che può essere ripetuta quante volte si vuole;

Fig. 1 — Interconnessione Personal Computer - Decoder RSD RAI 9248 tramite scheda di interfaccia multi I/O.

b) il numero dei blocchi ricevuti errati che non è stato possibile correggere ed il numero di blocchi perduti tra tutti i blocchi ricevuti.

La figura 1 mostra la connessione del Decoder ad un PC ed un esempio di visualizzazione delle pagine 1, 2, 3.

3. Acquisizione dati tramite Personal Computer

L'acquisizione dei dati tramite personal computer estende e potenzia le prestazioni del Decoder RDS-RAI 9248. L'uso di personal portatili agevola l'acquisizione dati in ogni condizione di rilevamento. L'utilizzo di un PC si rivela utile per integrare alle funzioni di monitoraggio dei codici in real time, applicazioni opzionali quali ad esempio: memorizzazione e stampa dei dati, test statistici ed elaborazioni grafiche dei segnali ricevuti, controllo di particolari sequenze di bit, e traccia sotto forma di liste hexdump di interi cicli di gruppi RDS trasmessi.

3.1 Interfacciamento decoder-personal

Per rendere operativo il collegamento Decoder-Personal è necessario aggiungere una scheda d'interfaccia multi I/O allo slot d'espansione del PC. Il decoder RDS prodotto dalla Rai, trasferisce le proprie informazioni al PC attraverso un bus parallelo di 24 linee di solo output. Diventa perciò indispensabile dotare il computer di acquisizione di una User port parallelo avente altrettante linee di input. La scheda adoperata usa il PIO 8255 dell'INTEL come componente programmabile delle linee dati I/O. Unica operazione hardware richiesta per l'installazione è quella di configurare alcuni dip-switch sulla piastra I/O per il riconoscimento degli indirizzi di programmazione.

4. Presentazione ed uso del programma Monitor.exe

Per acquisire ed elaborare i dati in uscita dal Decoder Rai tipo 9248 tramite PC occorre servirsi di un programma applicativo appositamente sviluppato denominato MONITOR.EXE.

Il software è memorizzato su un dischetto da 3,5" - 720 Kbyte; è scritto interamente in Assembler 8086 e occupa appena 20 Kbyte.

In uscita dal Decoder sono riportate le linee dati costituenti l'informazione decodificata di un singolo blocco RDS. Tutti i segnali in uscita dal decoder sono bufferizzati e sono a livello TTL.

Il software di acquisizione lavora in real-time ed è quindi costantemente agganciato al flusso dei dati in arrivo. L'elaborazione avviene nell'intervallo di tempo che separa un blocco dal successivo (21 ms) e scatta subito dopo aver riconosciuto il segnale di dato pronto fornito dal decoder. La sincronizzazione avviene all'inizio di ogni blocco «1» ricevuto, ed ogni sequenza di 4 blocchi adiacenti ritenuta corretta convalida l'acquisizione di un gruppo RDS. La trasmissione è totalmente sincrona e non esistono interruzioni fra gruppi e blocchi consecutivi. L'interpretazione dei dati contenuti nei vari blocchi varia a seconda del tipo di gruppo acquisito. Ogni gruppo RDS (vedi bibliografia), è caratterizzato da un numero (tipo) che qualifica una specifica applicazione. Il tipo è determinato da alcuni bit contenuti nel blocco 2, mentre l'informazione relativa è contenuta nei blocchi 3 e 4. Pertanto è necessario identificare il tipo di gruppo a cui i dati appartengono prima di utilizzarli. Per il blocco 1 ciò non è necessario perché riporta sempre lo stesso codice (PI). Se nel processo di decodifica sono rivelati errori e il sistema di correzione non è in grado di correggerli, il decoder segnala l'anomalia su una delle uscite riservate verso il PC. In quest'ultimo caso il dato non viene considerato. In generale i blocchi «1» e «2» sono destinati alle operazioni di sintonia del ricevitore (PI, PTY, TP), mentre quelli contrassegnati 3 e 4 contengono i dati per i vari servizi applicativi RDS (per es. Radiotext, TDC, IH, PIN, CT, ecc.).

In questo contesto fa eccezione il gruppo «0», dove tutti i blocchi contribuiscono al mantenimento della sintonia. Il blocco «3» è riservato alla trasmissione delle frequenze alternative (2 freq. per blocco), mentre il blocco «4» riporta il nome in chiaro dell'emittente ricevuta (codice PS).

Dal menu principale del programma (figura 2) è possibile accedere alle seguenti funzioni:

1) INFORMAZIONI BASE RDS;
2) FREQUENZE ALTERNATIVE;
3) LISTA GRUPPI RDS (HEXDUMP);
4) STATISTICA;
5) USCITA.

La selezione della prima opzione (tasto 1) consente di visualizzare su un'unica pagina video la quasi totalità dei codici RDS (vedi figura 3). Infatti solo le liste delle frequenze alternative sono presentate a parte attraverso una successiva opzione del menù. L'impaginazione dei codici è tale da non richiedere un commento di presentazione; c'è da ricordare che l'acquisizione dei codici e la loro stampa avviene in REAL-TIME, pertanto l'aggiornamento segue il ritmo di ricezione dei blocchi presenti in uscita dal decoder. Nella schermata di monitoraggio c'è da notare

Fig. 2 — Menu principale.

Fig. 3 — Informazioni base RDS.

Fig. 4 — Lista gruppi RDS (HEXDUMP).

il contenuto dei canali TDC e IH trasmessi oltre alla decodifica del messaggio RADIOTEXT.

Il CLOCK TIME viene rappresentato nella forma completa:

DATA 31-05-1990 TIME (UTC) 12.00 Offset locale + 2

La funzione 2 del menù principale permette di acquisire prima e di leggere poi l'insieme delle frequenze alternative riferite alla rete radiofonica che si sta analizzando. La lettura è organizzata per liste secondo le specifiche della Norma UER. Il programma è studiato per riconoscere automaticamente il metodo di codifica adottato in trasmissione e pertanto il tempo di acquisizione si basa sul modo trovato. In altre parole se il metodo è di tipo «A» (singola lista in trasmissione) la prima lista acquisita corretta è immediatamente visualizzata. In caso contrario (metodo trovato = B, n liste in trasmissione) occorrerà attendere l'acquisizione di un blocco fisso di 36 AF (il max gestibile da un coder RDS) prima di poterle vedere sul monitor del PC e scorrerle attraverso gli appositi tasti per la lettura, una alla volta.

L'opzione 3 scelta dal menu principale permette di analizzare in dettaglio la struttura dei gruppi RDS ricevuti attraverso una traccia esadecimale del contenuto dei blocchi ($1 \div 4$). In pratica questa funzione traccia un listato continuo di 75 gruppi RDS (circa 7,5 secondi di trasmissione) così come sono ricevuti. In altre parole tale funzione fotografa la trasmissione dati RDS entro un preciso intervallo di tempo. L'utility è importante in tutti quei casi in cui c'è il dubbio di anomalie di trasmissione e serve per testare a livello di bit trasmesso la codifica dei dati fatta dal coder (figura 4).

È stato messo a punto un programma ausiliario (DATAPAGE.EXE), fornito insieme a MONITOR.EXE capace di estendere questa «finestra di tempo» a circa un minuto di trasmissione, utile per lo studio di quelle informazioni di lento aggiornamento oppure operanti su molti gruppi RDS (p.e. vedi Radiotext).

La funzione 3, oltre a mostrare tutti i blocchi ricevuti nella medesima successione temporale, offre la possibilità di discriminare solo quelli appartenenti ad un predeterminato tipo di gruppo (2, 5, 6). In questo modo uno specifico codice può essere analizzato più dettagliatamente attraverso una sequenza visiva più lunga. Per esempio, richiedendo la ricezione del solo gruppo 2 (Radiotext), diventa possibile la lettura su un'unica videata dei caratteri ASCII trasmessi, appartenenti a due messaggi radiotext di 64 caratteri ciascuno. Per finire, l'opzione 3 implementa una facility riguardante la rappresentazione grafica della distribuzione percentuale dei gruppi RDS in trasmissione.

L'opzione, denominata: statistica (tasto 4) fa un check sulla qualità del segnale RDS, contando in una finestra di tempo equivalente a 2000 blocchi ricevuti, il numero dei blocchi corretti, errati e di quelli mancanti. Tale finestra larga circa 45 secondi è sufficientemente significativa per valutare la qualità del servizio. Di questi conteggi, viene fornito in dettaglio la percentuale ed una semplice rappresentazione grafica. Il programma sfrutta la disponibilità del bit di «ERRORE» presente su una linea di uscita del decoder per valutare la correttezza dei blocchi ricevuti e riprogramma l'orologio interno del Personal (Timer) per testare ad intervalli di tempo equivalenti alla durata di un blocco la presenza o meno del segnale.

Infine con l'opzione (5) «USCITA» si ritorna al DOS; i dati acquisiti, se richiesto dall'operatore, sono salvati in un apposito file. Questa operazione di memorizzazione genera un file-testo, con tutti i dati della stazione analizzata. Un esempio di utilità può essere la stampa di un «Report» ogni volta che un Coder viene inizializzato oppure dopo un cambio di dati.

4.1 ANALISI DEL PROGRAMMA MONITOR.EXE

Per semplificare la comprensione del diagramma di flusso generale del programma Monitor.exe (vedi figura 5) si è provveduto a disegnare un flow-chart basato su un numero limitato ma essenziale di funzioni. Le funzioni riportate e di cui verrà fatta una breve presentazione sono:

— ricerca del sincronismo di blocco;
— acquisizione dati RDS in real-time;
— lettura frequenze alternative.

Fig. 5 — Diagramma di flusso generale del programma MONITOR.

4.2 RICERCA DEL SINCRONISMO DI BLOCCO

L'elaborazione dei dati contenuti nei blocchi deve procedere sempre in passo con il sincronismo di trama che lega i singoli blocchi RDS all'interno di un gruppo. All'avviamento del sistema la prima operazione da compiere sul flusso dei dati in arrivo è dunque la RICERCA DEL SINCRONISMO DI BLOCCO.

Il flusso dei blocchi in arrivo è cadenzato al ritmo di 21ms; ogni nuovo blocco è segnalato dall'impulso di dato pronto (READ) caratterizzato da un livello TTL basso. Il decoder fornisce oltre ai 16 bit di informazione anche una numerazione ciclica dei blocchi decodificati (da 1 a 4). La logica di acquisizione accetta come validi solo quei blocchi che si legano come indice di successione temporale a quelli precedenti. Facciamo un esempio: il blocco numero 4, per essere acquisito, deve essere preceduto da quello recante il numero 3, e quest'ultimo dal numero 2 e così via. Se ciò non si verifica vuol dire che un blocco è mancante (perdita di segnale RDS) e quindi l'intero gruppo perde di significato. Questa anomalia ovviamente non ha effetto sulle informazioni di gruppo già acquisite, perché lavorando in real-time sono presentate immediatamente all'operatore, ma interrompe qualsiasi ulteriore elaborazione sul gruppo ricevuto, forzando il programma ad uscire dal loop di acquisizione per puntare ad una nuova sincronizzazione di blocco. Il programma tiene conto di questa correlazione tra i blocchi facendo avanzare un contatore interno di blocco ricevuto (Flag 0-3). Dal confronto di tale contatore con l'indice di blocco attuale viene stabilito se la sequenza è corretta o no. I tentativi di ricerca data la semplicità della sequenza da trovare sono minimi, ma il sistema per rimanervi agganciato deve sempre verificare all'arrivo di ogni nuovo blocco tale «stato di acquisizione».

4.3 ACQUISIZIONE DATI RDS IN REAL TIME

L'acquisizione dati in real-time è il cuore di tutto il programma realizzato.

L'elaborazione dei blocchi inizia dal codice PI (identificazione di rete radiofonica). Poiché il codice «PI» è fisso (varia solo nei segmenti di tempo inerenti la diffusione di programmi regionali), onde minimizzare il tempo di scrittura sul video, questo avviene solo durante gli effettivi mutamenti imposti in trasmissione. Questa filosofia, di scrivere sul video solo ciò che muta, è estesa a tutti gli altri codici che per loro natura cambiano poco, o comunque non di continuo, come per esempio il «PS», il «TP», il «DI», ecc... La decodifica del blocco 2 definisce il tipo di gruppo RDS presente al momento dell'elaborazione, importante per indirizzare correttamente le informazioni dei blocchi 3 e 4 seguenti. Inoltre il blocco 2 fornisce altre

Fig. 6 — Diagramma di flusso semplificato relativo all'acquisizione AF.

due informazioni rilevanti: codici di sintonia TP e PTY.

In particolare, i primi quattro bit del blocco 2 (MSB-bit 15 ÷ 12) identificano l'elaborazione da fare. Spesso l'informazione riguardante un determinato tipo di codice è più lunga di quanto un singolo gruppo è capace di supportare (per es. Radiotext). In questo caso la direttiva RDS prevede la segmentazione dei dati su più gruppi dello stesso tipo. In pratica, la serializzazione dei blocchi che ne deriva è ordinata da un indice (0 ÷ 15) trasmesso negli ultimi (LSB) bit (0 ÷ 3) del blocco 2. Riferendosi all'esempio già citato di un codice Radiotext, la trasmissione di un messaggio di 64 caratteri obbliga il Coder RDS a segmentare in 16 parti di 4 caratteri, quanti ne sono permessi da un gruppo Radiotext, l'intera informazione, ed a contraddistinguere ciascun gruppo, così costruito, con un indice di continuità da 0 a 15.

Analogo discorso vale per tutti gli altri gruppi di tipo similare, come i codici PS, TDC, IH. Il gruppo 0, riservato alla sintonia del ricevitore, supporta i codici delle liste AF e il nome in chiaro della rete analizzata. Data la particolare codifica associata alla compilazione delle frequenze alternative, viene fornita a parte una breve spiegazione della routine implementata per il rilevamento dei codici AF. Dallo schema a blocchi del programma generale si può vedere che ad ogni gruppo fa seguito una routine dedicata. Questa architettura software faciliterà l'inserimento di ulteriori gruppi non ancora codificati, semplicemente aggiungendo alla catena dei «test di gruppo» il nuovo e l'adatta routine di sviluppo.

4.4 LETTURA FREQUENZE ALTERNATIVE

La figura 6 mostra il flow-chart relativo alla funzione di acquisizione delle frequenze alternative. Si accede a questa operazione dal menù principale (tasto 2) e, come già spiegato dalla presentazione d'uso del programma Monitor, la lettura delle liste in trasmissione non avviene in real-time, come per gli altri dati, ma è fatta dopo la memorizzazione completa delle medesime. Le frequenze alternative sono trasmesse nel blocco 3 dal gruppo «OA». La codifica di trasmissione prevede la diffusione dei codici attraverso parole di 8 bit in un range di valori decimali compresi tra 1 ÷ 205. Tali valori rappresentano la canalizzazione dell'intera banda MF, fatta a passi di 100 kHz, da 87,6 Mhz (1) a 107,9 Mhz (204).

L'algoritmo relativo alla sezione di programma Monitor che decodifica le AF deve saper riconoscere il metodo di codifica adottata nella compilazione delle medesime (metodo A-B).

In sintesi, ecco illustrato il meccanismo: ogni gruppo «0» ricevuto viene marcato da un «flag» in modo che il blocco «3» che segue sia indirizzato verso il ramo di identificazione «codice-frequenza».

Il primo «step» di lavoro è rilevare il numero delle AF trasmesse, così da aprire una finestra di acquisizione equivalente. L'individuazione del numero cercato è fatta sui codici compresi nell'intervallo 224 - 249. Trovato il codice voluto e stabilito il numero di «AF» si abilita la fase di caricamento delle frequenze. Il conteggio delle AF acquisite è fatto da un contatore alla fine di ogni gruppo «0» ricevuto. Attualmente la filosofia del programma è quella di accettare solo i «codici-frequenza» che sono nel range prestabilito 1 ÷ 205, annullando l'intera acquisizione, in caso di valori errati. Ciò può succedere se viene a mancare qualche blocco «3», provocando incoerenza tra numero di AF da ricevere e i valori effettivamente ricevuti.

Per la determinazione del metodo di codifica (A o B) si fa riferimento alla ripetizione dei codici AF all'interno della lista. Se c'è ripetizione vuol dire che il metodo di codifica adottato è il «B» altrimenti vale il metodo «A».

5. Implementazioni e applicazioni possibili del sistema RDS

Il Radiodata è stato concepito per tre categorie di ricevitori: i domestici, i portatili e le autoradio. Di queste solo l'ultima ha avuto un significativo riscontro commerciale in fatto di vendite e di promozione del prodotto. Ciò si può constatare con l'assenza quasi totale sul mercato «consumer» delle due prime categorie di ricevitori, a beneficio esclusivo delle sole autoradio.

Certamente a favore di questa strategia di marketing ha giovato la maggior remuneratività del settore CAR STEREO ma è indubbio che le difficoltà realizzative denunciate durante la prima fase del sistema da tutti gli operatori addetti (broadcaster, costruttori di coder e dei radioricevitori) ha penalizzato e ritardato il progresso dell'intero sistema RDS. La trasmissione dei soli codici fissi ha concentrato e privilegiato l'interesse applicativo sulla sola ricerca automatica della sintonia (codici PI, AF, TP) e questo a scapito di tutte quelle applicazioni secondarie e addizionali (PTY, RT, ecc...) previste per le radio domestiche.

A queste problematiche se ne aggiungono delle altre di ordine generale:

— differenti applicazioni RDS nei diversi paesi;
— presenza di interferenze con conseguente riduzione del servizio RDS;
— situazioni orografiche diverse;
— applicazione non corretta della norma RDS da parte di alcuni **Network** privati.

È possibile concepire diverse gamme di ricevitori, dai più sofisticati, che sfruttano le numerose possibilità del sistema (TDC, TMC, RT, RP, ecc...), ai più economici, che utilizzano solo le funzioni base (PI, PS, AF).

In base a quanto già fatto sono identificabili quattro tipi di implementazione dell'RDS:

— applicazioni primarie (PI, PS, AF, TA, TP, CT);
— applicazioni secondarie (EON, PTY, RT, PIN, MS, DI, TDC, IH);
— applicazioni addizionali (RP, TMC).

Le applicazioni primarie costituendo la base del sistema sono presenti in tutti i ricevitori attuali. È diversa invece la filosofia software riguardante la ricerca ed il mantenimento della sintonia di un'emittente tramite le liste delle frequenze alternative ricevute. L'algoritmo si discosta in particolare per il livello di commutazione del campo ricevuto (soglia RF), per la temporizzazione di scansione sulle AF (continua o durante le pause audio), e dai comportamenti del sintonizzatore in presenza di buchi RF e di interferenze. L'impiego di un sintonizzatore usiliario, capace di scandire in continuazione la banda MF alla ricerca del segnale migliore, oltre a migliorare la qualità di ricezione velocizzerebbe l'accesso alla sintonia.

Un'applicazione primaria di facile implementazione è il CT (Clock Time), perché può essere generata direttamente all'interno del coder RDS. Ha il vantaggio di richiedere un minimo di hardware perché la visualizzazione avviene attraverso il display normalmente destinato al PS ed ai digit della frequenza. In generale il suo uso è quello di sincronizzare al minuto l'apposito orologio interno del ricevitore. Fornisce oltre al settaggio automatico del tempo (ora + data) il giusto offset locale rispetto all'ora UTC (Coordinated Universal Time), una comoda utilità per chi viaggia all'estero.

Le implementazioni riferite alle applicazioni secondarie costituiscono l'ossatura portante delle innovazioni che il Radiodata ha introdotto nel nuovo modo di fare e sentire la radio. Tali applicazioni necessitano per funzionare, oltre alla già citata rete di collegamento dati fra studi e TX, di un'adeguata organizzazione del settore programmi. Poiché l'uso delle applicazioni primarie richiede una porzione rilevante della capacità trasmissiva del canale dati RDS (circa il 40%) quelle rimanenti (secondarie + addizionali + dedicate) di conseguenza, per ottenere un servizio accettabile, dovranno essere limitate a non più di un paio per network.

Le applicazioni del tipo Enhanced Other Networks (EON) forniscono all'ascoltatore sintonizzato su una stazione, informazioni riguardanti la sintonia e il tipo di programma in onda su un'altra rete. In altre parole il broadcaster referenzia l'utente sull'inizio dei programmi all'atto della loro trasmissione sulle altre reti, facilitandone così l'ascolto. Ciò è fatto tramite la trasmissione e gestione in tempo reale di un gruppo speciale RDS (14A) e l'impiego in ricezione di un'interfaccia utente interattiva (visore e/o tastiera dedicate). Un'utilizzo pratico potrebbe essere quello di passare tempestivamente dall'ascolto di un generico programma all'ascolto di uno specifico all'istante della sua messa in onda.

Altra importante applicazione secondaria RDS è quella denominata PTY (Programme type). Permette la sintonia del ricevitore non sul nome dell'emittente ma sul tipo di programma gradito all'ascoltatore. È così possibile accedere in modo automatico a determinati tipi di programma (p.e. sport, musica classica, notizie sul traffico, ecc...), senza conoscere preventivamente la frequenza e il nome della rete che la irradia.

I ricevitori domestici più sofisticati potrebbero essere preprogrammati per ricevere e registrare un determinato programma, utilizzando il codice relativo (PIN).

Il Radiodata permette di rendere più gradevole e com-

pleto l'ascolto del programma nella ricezione domestica, tramite la visualizzazione di un commento (Radiotext). Il messaggio può avere lunghezza massima di 64 caratteri.

L'influenza degli errori di trasmissione sulla qualità di ricezione può essere minimizzata ripetendo la trasmissione di ciascun messaggio radiotext e usando una appropriata strategia di correzione degli errori nel ricevitore.

Il gruppo 5 (TDC) è stato espressamente assegnato dall'UER come gruppo RDS per i servizi telematici (dati, testi, e grafici). L'impiego di tale gruppo può consentire la trasmissione di dati sia ad utenti speciali, sia a tutti gli ascoltatori muniti di apposito decodificatore. A differenza delle applicazioni precedenti non esiste nessun collegamento col programma audio trasmesso. I canali disponibili sono 32 con capacità d'informazione di 4 caratteri ASCII per ogni gruppo trasmesso.

Il gruppo 6 (IH) è stato assegnato all'Ente di radiodiffusione per applicazioni interne. Il broadcaster può usarlo per l'invio di opportune sequenze di pattern di bit per scopi di test, per misure, comandi remoti, cercapersone interno aziendale, ecc...

Si definiscono applicazioni addizionali RDS quelle dedicate a ricevitori speciali. Attualmente l'UER ha definito solo due tipi di impiego di queste applicazioni: l'RP (Radio Paging) ed il TMC (Traffic Message Channel).

L'RDS si presta, seppur limitatamente, alla trasmissione di software via radio. Ciò fa intravvedere una prospettiva futura del RADIODATA, al di là dei suoi principali contributi nella ricezione automobilistica. I canali di comunicazione sfruttabili in tal senso potrebbero essere:

— trasmissione seriale di più messaggi Radiotext;
— impiego canali TDC e IH (software, dati e comandi remoti);
— Radio Paging (Cercapersone);
— TMC (Traffic Message Channel) messaggi dedicati agli automobilisti.

6. Applicazioni RDS non correlate al programma audio

Uso dei codici TDC per usi telematici

Le specifiche tecniche definite dalla norma dell'UER relativa al RADIODATA System riguardano il solo contenuto (32 bit) e l'indirizzo di canale di tale gruppo (0-31), nonché una raccomandazione sulla distribuzione dei codici TDC nella sequenza totale dei gruppi trasmessi. La struttura tipica di un gruppo «5A» è articolata come illustrata dalla figura 7.

A caratterizzare il gruppo «5» sono pertanto l'indirizzo di canale, trasmesso negli ultimi cinque bit del blocco 2, e il contenuto del medesimo (32 bit = 4 caratteri ASCII) nei blocchi 3 e 4. Poiché la capacità trasmissiva del sistema RDS è condizionata dalle informazioni di sintonia e di base per la ricezione domestica, la reale disponibilità per i servizi addizionali è approssimativamente equivalente a circa 10 caratteri. Questa percentuale, naturalmente, si intende comprensiva di tutte le possibili applicazioni (IH, TDC, RP, TMC). Sarà cura del broadcaster ripartirla secondo i livelli di priorità e necessità. Da queste premesse una attribuzione di 4 caratteri/s (1 gruppo TDC ogni 11 trasmessi), può rappresentare un ragionevole compromesso

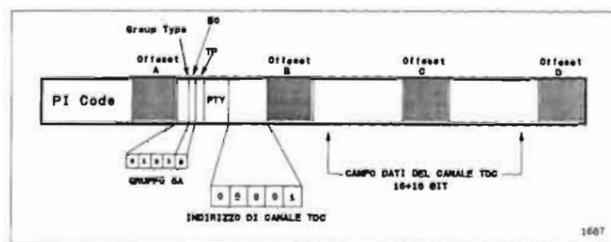



Fig. 7 — Struttura tipica di un gruppo RDS 5A.

tra velocità e convivenza con altri servizi. Tra le varie soluzioni tecniche ipotizzabili proponiamo, di seguito, un progetto di attuazione per l'uso di questi codici, particolarmente idonei alla trasmissione di software per personal computer (file e dati), comandi remoti ecc.

Proposta

Il metodo si propone di usare il contenuto informativo di un gruppo TDC (5 + 32 bit) per organizzare la trasmissione di file o sequenze di dati. Il sistema è particolarmente efficace per la trasmissione di piccoli file testo, software in codice macchina e comandi remoti.

La trasmissione dei dati (file) avviene a «pacchetti» di lunghezza prefissata. Nel nostro caso ogni singolo pacchetto si suppone formato da 128 byte. Per l'invio delle informazioni relativo ad un pacchetto si ricorre perciò all'uso di 32 gruppi TDC. Associando ad ogni gruppo un canale differente (successione crescente), si avrà l'occupazione e la trasmissione di tutti i canali disponibili per ogni pacchetto. Ciò facilita la sincronizzazione dei pacchetti in ricezione. Infatti l'inizio e la fine di quest'ultimi saranno sempre univocamente legati da uno stesso canale. Un esempio può essere quello di attribuire al canale «0» la funzione di prefisso (Header) e al canale «31» quella di suffisso (checksum). Il contenuto dei dati validi in un pacchetto risulterà così compreso tra i canali 1 e 30 ed avrà lunghezza di 120 byte. La figura 8 mostra quanto detto.

Struttura dell'Header di pacchetto

a) campo PT (8bit - vedi figura 9)

Sono ipotizzati 4 tipi di pacchetti e ciò consente una buona flessibilità d'impiego. Oltre ai file è possibile codificare «comandi remoti», «test per misure», e una quarta applicazione da definirsi (p.e. cercapersone per servizi in-

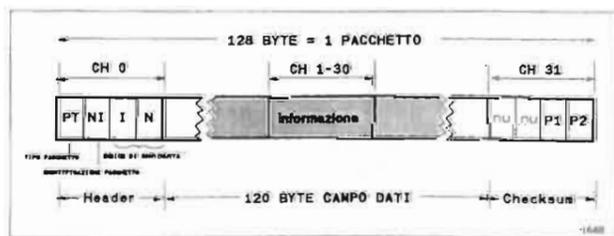



Fig. 8 — Esempio di costruzione di un pacchetto dati di 128 byte tramite l'impiego dei codici TDC (escluso il primo).

terni). Il numero delle ripetizioni attive specifica al programma di ricezione quante volte il pacchetto ricevuto rimarrà ancora in linea.

Inoltre vengono codificati i seguenti tipi di file:

— file menù, che contiene l'elenco di tutti i file in onda. Esso può venire acquisito automaticamente quando viene iniziata la ricezione. Si potrebbe attribuire a tale file il numero di identificazione «0»;
— file di commento, che contiene un testo informativo all'utilità dei file in onda, al loro linguaggio e alle modalità di esecuzione.

b) campo NI (1 byte)

In ricezione per accedere ad un determinato file occorre conoscere il suo numero di identificazione. Tale numero può variare da 0 a 255. La scelta dei programmi da parte dell'utente è facilitata dalla trasmissione dei file menù e commento.

c) campi I e N (1 byte ciascuno)

— I = 1 byte che specifica l'indice progressivo di blocco ($1 \div 255$)
— N = 1 byte che specifica il numero totale di blocchi ($1 \div 255$)

Tenendo conto di N e dei byte utili per ogni blocco la massima lunghezza di trasmissione possibile di un file è pari a circa 30 Kbyte ($120 \cdot 255) = 30600$.

d) campo checksum

Per il calcolo del checksum si sommano innanzi tutto, tutti i valori decimali dei caratteri ASCII utili di un pacchetto. Si divide quindi il risultato ottenuto per 256 ottenendo due byte P1 e P2. P1 rappresenta l'intero della divisione e P2 il resto della medesima. P1 P2 possono assumere valori sino a 255.

Valgono le seguenti relazioni:

$$P = \sum_{n=1}^{124} \text{(decimale equivalente dei caratteri ASCII)}$$

$P = 256 \cdot P1 + P2$
$P1 = \text{Int}\ (P/256)$ INTERO
$P2 = P \bmod 256$ QUOZIENTE

L'Header di file è trasmesso nel pacchetto con I = 1 ed ha la configurazione mostrata in figura 10.

Il campo NBY indica il numero di byte utili dell'ultimo Data block (I = N) in cui è suddiviso il file. Nel caso di implementazione di brevi messaggi testo o invio di «comandi remoti» può bastare la trasmissione di un solo pacchetto. In questo caso il numero dei byte utili, riportato nell'header di file, segnala la lunghezza del messaggio o della parola di comando. In questo caso l'intero pacchetto sarà costituito dai soli gruppi RDS necessari a trasmettere l'intera informazione. Il computer di trasmissione legge il programma (o i programmi) da trasmettere. Quindi li suddivide in una sequenza di blocchi costituiti da 120 byte utili, aggiunge ad ogni blocco un prefisso di 4 caratteri (PT, NI, I, N) e di seguito calcola il checksum (P1, P2) inserendolo come suffisso (ultimi due caratteri) al pacchetto. Terminata l'operazione il computer trasferisce i pacchetti al codificatore RDS, attraverso la porta seriale,

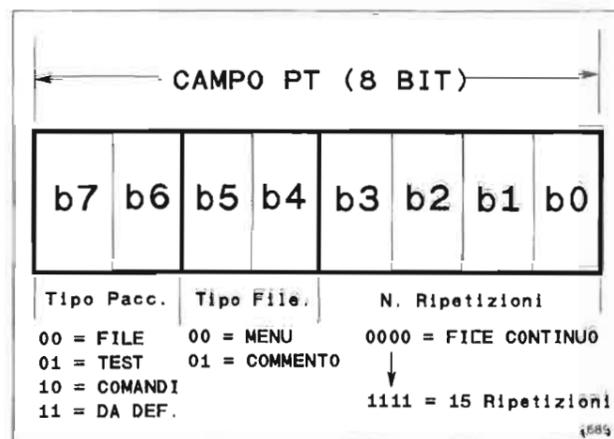



Fig. 9 — Header di pacchetto.

utilizzando l'apposito protocollo di comunicazione per i dati TDC. Durante questo procedere il pacchetto verrà segmentato in «frames» di 4 caratteri l'uno e spediti a rotazione su tutti i canali TDC.

2.1 Canale di comunicazione aggiuntivo tramite codici RT

Il formato attuale del Radiotext non consente di trasmettere messaggi sufficientemente lunghi e senza ambiguità nella ricomposizione del testo completo in ricezione. È pertanto necessario introdurre, nella codifica del messaggio di testo trasmesso, informazioni aggiuntive, in modo compatibile con gli attuali ricevitori, che consentano di aumentare la lunghezza del messaggio oltre i 64 caratteri previsti e di identificarne l'inizio e la fine.

Il testo preparato su terminale di edizione viene suddiviso in segmenti numerati che vengono trasmessi in sequenza. In ricezione i vari segmenti vengono memorizzati fino al completamento del testo che viene successivamente stampato e/o convertito in voce da un eventuale sintetizzatore. Per ridurre l'influenza degli errori introdotti nel canale di diffusione, la trasmissione di ciascun messaggio può essere ripetuta. Il metodo descritto consente

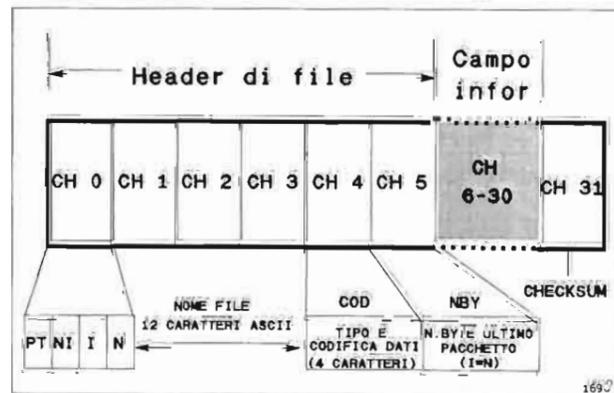



Fig. 10 — Header di file.

di introdurre un canale di comunicazione aggiuntivo sul Sistema Radio Data «RDS». In seguito viene descritta una proposta di realizzazione di tale metodo.

Proposta realizzativa

Si basa sull'utilizzo del formato Radiotext di 64 caratteri trasmessi nel gruppo 2A della specifica «RDS».

La struttura del messaggio trasmesso è mostrata nella figura 11.

Per consentire la trasmissione di messaggi con più di 64 caratteri viene usato un sistema di concatenamento fra elementi Radiotext da 64 caratteri ciascuno. Ogni elemento Radiotext di 64 caratteri viene suddiviso in due parti: un prefisso di quattro caratteri di controllo ed un campo utile di 60 caratteri di testo.

I quattro caratteri del prefisso sono trasmessi nel segmento Radiotext con indirizzo «0» della codifica del gruppo 2A della Specifica RDS. Tali caratteri si possono scegliere fra i 32 caratteri di controllo ASCII.I 60 caratteri di testo sono trasmessi secondo le tabelle a 8 bit della Specifica «RDS». Questi caratteri contrariamente a quelli del prefisso, sono visualizzati dal display dei ricevitori Radio Data. La struttura del prefisso consiste di quattro caratteri di controllo così assegnati:

primo carattere: identificatore di messaggio. Viene alternativamente commutato in trasmissione, ad ogni nuovo messaggio, fra due caratteri di controllo scelti dal repertorio delle specifica «RDS», ad esclusione dei caratteri SI(15) e SO(14) (cambio tabella ASCII);

secondo carattere: identificatore di lingua per il sintetizzatore vocale;

terzo carattere: indice di continuità. Usato per l'identificazione dell'elemento Radiotext in trasmissione. Possono essere usati i primi 32 caratteri di controllo della tabella ASCII;

quarto carattere: numero di elementi Radiotext. Usato per identificare il numero di elementi Radiotext, di 64 caratteri, inclusi nel messaggio.

Questa realizzazione consente di trasmettere messaggi di lunghezza massima di 1860 (60·31) caratteri. Inoltre consente di mantenere piena compatibilità con i ricevitori RDS convenzionali in quanto questi ignorano i quattro caratteri di controllo del prefisso che potrebbero essere visualizzati come spazi.

7. Servizio Paging

Il «Paging», tramite RDS, è un servizio di cercapersone che utilizza come rete di diffusione una o più reti MF. In linea di principio il funzionamento operativo è simile al TELEDRIN della SIP ma a differenza di quest'ultimo può utilizzare un'area di copertura del segnale ricevibile molto più ampia, poiché il servizio, grazie alla sottoportante ausiliaria RDS, può sfruttare direttamente l'intera rete dei trasmettitori MF del broadcaster.

Il Paging può fornire i seguenti servizi:

1) messaggio di sola chiamata (beep);
2) messaggio di chiamata più informazione di 10 numeri;
3) messaggio di chiamata più informazione di 18 numeri;
4) messaggio di chiamata più internazionale più informazione di 15 numeri;
5) messaggio di chiamata più informazione alfanumerica (80 caratteri ASCII).

Il servizio PAGING utilizza i codici RDS come in figura 12.

Il numero dell'abbonato (000000 - 999999) viene suddiviso in 2 parti: una comprendente le prime due cifre, viene definita codice di gruppo d'utente; la seconda parte, definita codice individuale, è costituita da 4 cifre.

Questa suddivisione viene utilizzata per ripartire il Servizio Paging fra più reti trasmittenti. Il ricevitore dalle dimensioni minime equivalenti ad un pacchetto di sigarette, segnala all'utente la chiamata attraverso un beep, e visualizza il messaggio ricevuto su un opportuno display. Può memorizzare un discreto numero di messaggi e funziona normalmente in battery saving al fine di aumentare la durata delle pile.

La chiamata è eseguibile da un qualsiasi apparecchio telefonico, attraverso la composizione di un prefisso (servizio paging) + numero utente paging + messaggio. Dal lato generazione il Pagin comporterà l'uso di un'idonea interfaccia verso la rete dati RDS.

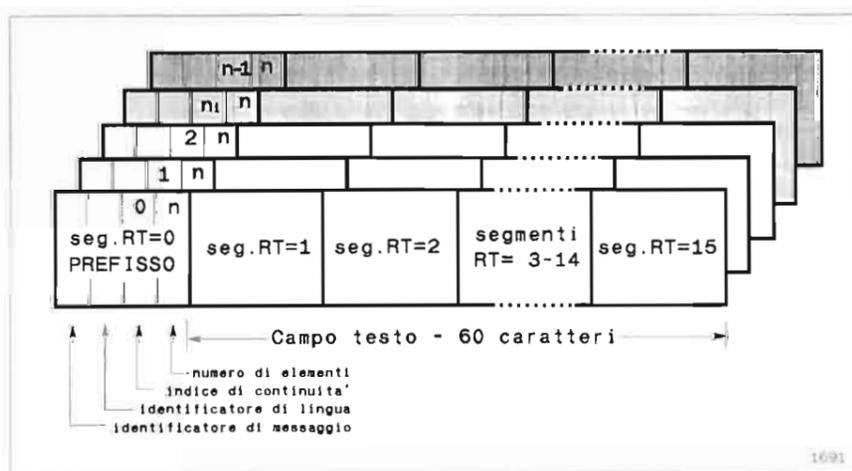
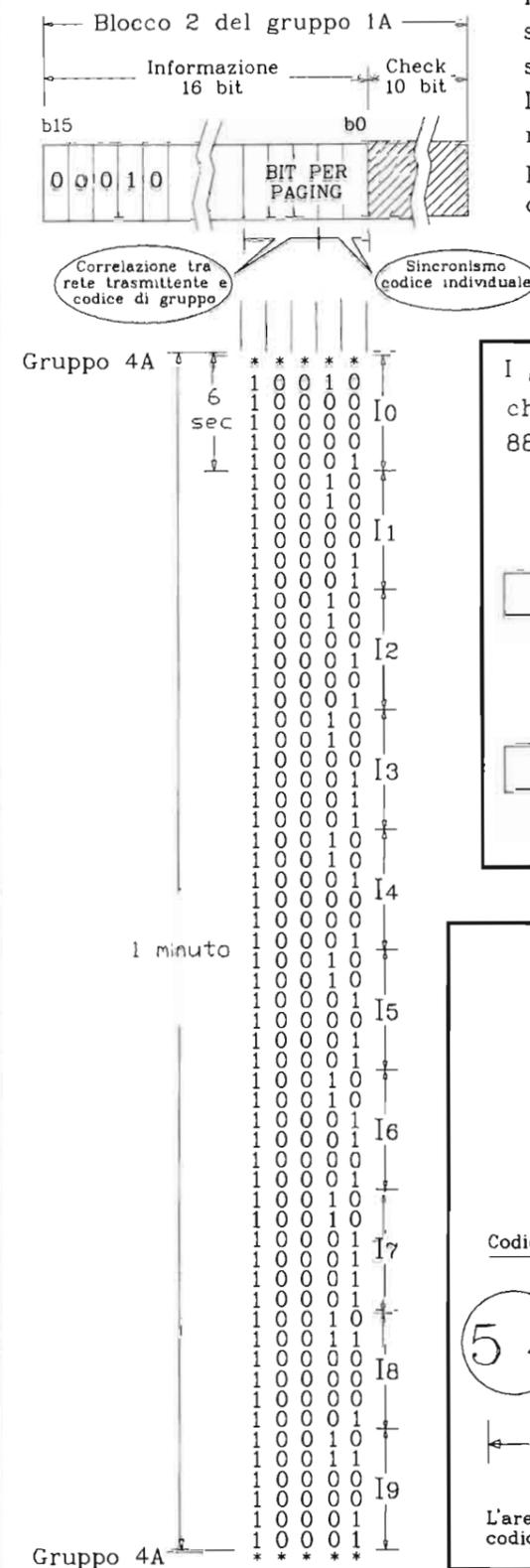



Fig. 11 — Sistema di concatenamento di più elementi Radiotext, al fine di avere in trasmissione messaggi con più di 64 caratteri.

RDS PAGING

Blocco 2 del gruppo 1A
Informazione 16 bit
Check 10 bit
b15
b0
0 0 0 1 0
BIT PER PAGING
Correlazione tra rete trasmittente e codice di gruppo
Sincronismo codice individuale
Gruppo 4A
6 sec
1 minuto
Gruppo 4A

Questo servizio si effettua con 3 tipi di gruppi RDS: 1A, 4A, 7A. I gruppi 1A–4A sintonizzano e sincronizzano il ricevitore. A sinistra e' rappresentata una suddivisione del servizio su 3 reti. La rete cui appartiene il CODICE DI GRUPPO 54, relativo al CODICE INDIVIDUALE 540016 dell'esempio, avra' b4–b3–b2 = 100 (numeri individuali da 40000 a 69999).

I gruppi 7A per trasmettere il messaggio con chiamata all'utente 540016 ed informazione 88073196 saranno:

Codice di gruppo PAGING
PI 5 4 0 0 1 6 8 8
0 0 0 1 0
Codice individuale
Flag
Tipo di PAGING
Messaggio
PI 0 7 3 1 9 6 n.u.
0 0 0 1 1
Messaggio

Ciclo battery saving

Suddivisione del minuto in 10 intervalli
0
15
30
45
Codice di gruppo
5 4 0 0 1 6
Codice individuale utente

L'area tratteggiata rappresenta l'intervallo in cui questo codice individuale utente puo' essere chiamato.

1692

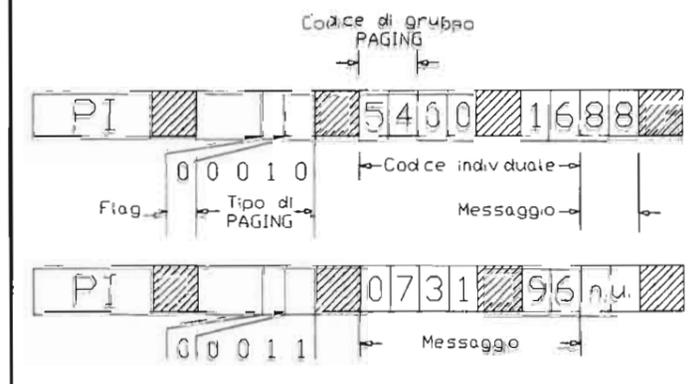
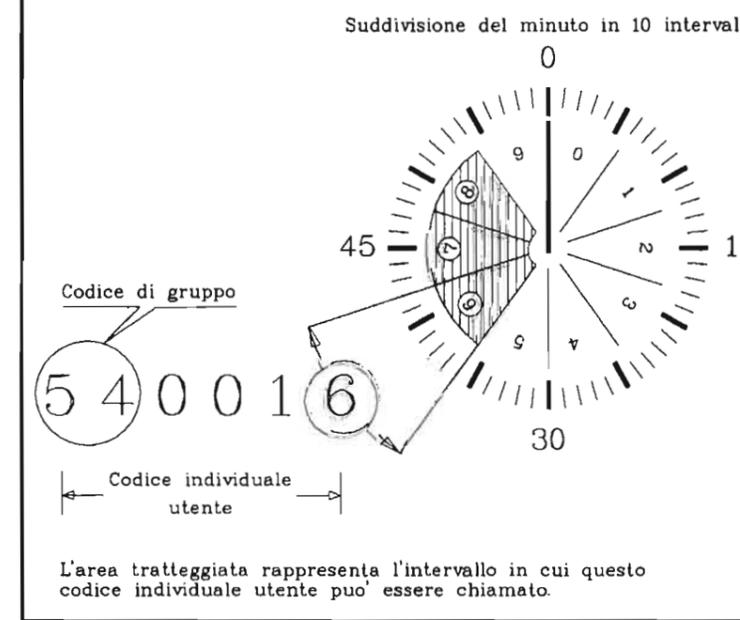



Fig. 12 — Funzionamento d'insieme del servizio PAGING.

Per aumentare la durata di queste batterie il ricevitore Radio Pagin viene attivato solo per brevi intervalli di tempo nell'arco di ogni singolo minuto di trasmissione, rimanendo in funzionamento «STANDBY» per il restante periodo. Ogni ricevitore ha un proprio ciclo di accensione e di spegnimento. Esso è correlato all'ultima cifra del codice individuale di chiamata ($0 \div 9$). Così nei 10 intervalli possibili (ciascuno di 6 secondi), l'accensione inizia dall'istante determinato dall'ultima cifra e permane per altri due intervalli successivi. Cosicché nell'arco di un minuto la durata di accensione equivale a 3/10 del totale. La chiamata per l'utente dovrà pertanto avvenire in questo intervallo. In pratica la trasmissione del gruppo 4A avviene a cadenza regolare di un minuto, determinando in tal modo la sincronizzazione precisa dell'intervallo «0», mentre quella del gruppo 1A avviene sempre a distanza di un secondo, costituendo un riferimento per gli intervalli intermedi.

8. Conclusioni

Da quanto descritto nel documento si può dedurre l'utilità del servizio RDS non solo come complemento al programma audio, ma anche per la trasmissione di informazioni di tipo diverso da quelle usuali (dati, comandi remoti, cercapersone, ecc.).

Purtroppo anche questo servizio viene messo in difficoltà dalla mancata pianificazione della distribuzione delle frequenze nel nostro Paese. Per poter avviare l'RDS sulle proprie reti la RAI ha dovuto realizzare, oltre ad una serie di apparecchiature di supporto, un sistema di misura e controllo del segnale irradiato. Infatti, per sopperire alla mancanza di strumentazione idonea sul mercato broadcaster, la RAI ha progettato e realizzato una interfaccia intelligente a microprocessore (DECODER RDS 9248) che, partendo da un segnale multiplex, è capace di estrarre tutti i codici RDS e di presentarli all'operatore, sia in modo diretto attraverso un visore LCD, sia con l'ausilio di un computer per un'analisi dei dati più completa.

Nell'articolo è stato descritto il funzionamento del DECODER ed il software di gestione sviluppato per l'abbinamento ad un PC.

Dalle prime verifiche sulle possibilità di ricezione si è constatato che, dove il segnale stereo è correttamente ricevuto, non ci sono problemi per l'RDS. Inoltre si è fatto cenno ad alcune applicazioni evolute del sistema RDS, quali la trasmissione di dati (software) e messaggi (testi) attraverso l'uso dei codici TDC e Radiotext. A complemento di quanto specificato sono state presentate alcune proposte realizzative.

(3939)

BIBLIOGRAFIA

1. - EBU: *Specification of the radio data system RDS for VHF/FM sound broadcasting*, Tech 3244-E, Marzo 1984.
2. - M. Cominetti: *IL RADIODATA: Nuovo servizio in radiofonia MF*, «Elettronica e Telecomunicazioni», n. 2, 1985, pp. 63 - 75.
3. - N. Pastero: *IL RADIODATA: Criteri di progetto del ricevitore*, «Elettronica e Telecomunicazioni» n. 2, 1988, pp. 67- 74.
4. - N. Pastero: *IL RADIODATA: Il decodificatore*, «Elettronica e Telecomunicazioni» n. 2, 1990, pp. 51 - 69.
5. - N. Sauro Tosoni: *IL RADIODATA: Sistema di gestione e messa in onda dei codici RDS tramite personal computer*, «Elettronica e Telecomunicazioni» n. 2, 1991, pp. 75 - 84.

GENERATORE DI SEGNALI TELEVISIVI PER LA DIFFUSIONE DIRETTA DA SATELLITE

FRANCO MUSSINO, ERMANNO NANO*

SOMMARIO — La misura delle caratteristiche dei sistemi riceventi da satellite ed in particolare del sintonizzatore dei canali, convertiti nella banda della prima F. I. (0,95 ÷ 1,75 GHz), richiede la disponibilità di segnali modulati di frequenza, con i parametri di modulazione usati dai servizi DBS (Direct Broadcasting Satellite), FSS (Fixed Satellite Service) e MSS (Multi-Service Satellite). Il generatore di segnali qui descritto consente di ottenere segnali di prova con i parametri di modulazione richiesti nella banda di frequenze 0,95 ÷ 1,75 GHz. Le frequenze dei segnali possono essere controllate mediante un sistema a sintesi di frequenza (per i canali DBS) oppure essere variate a piacere in modo continuo su tutta la banda.

SUMMARY — ***Generator of TV signals for direct satellite broadcast.*** *The measurement of the features of the satellite receiving system, and particularly of the tuner of channels, converted in the band of the first I. F. (0.95 ÷ 1.75 GHz), requires the availability of frequency-modulated signals, with the modulation parameters used by the DBS (Direct Broadcasting Satellite), FSS (Fixed Satellite Service) and MSS (Multi-Service Satellite) systems. The signal generator, described in this article, allows to obtain test signals with the modulation parameters required in the 0.95 ÷ 1.75 GHz frequency band. The frequencies of the signals can be controlled either by means of a frequency-synthesis system or they can be changed, in a continuous mode, all over the band.*

1. Introduzione

La diffusione diretta da satellite (DBS: Direct Broadcasting Satellite) dei segnali televisivi[1] ha avuto inizio in Europa già nel 1989, come servizio pre-operativo, utilizzando la banda dei 12 GHz (11,7 ÷ 12,5 GHz), pianificata dalla WARC BS-77 (World Administrative Radio Conference on Broadcasting Satellite del 1977) per le Regioni 1 e 3 (Europa, Africa ed Asia) e dalla RARC BS-83 (Regional Administrative Radio Conference on Broadcasting Satellite del 1983) per la Regione 2 (Americhe).

Sono anche operativi i servizi FSS (Fixed Satellite Service) nella banda 10,95 ÷ 11,7 GHz e MSS (Multi Service Satellite) nella banda 12,5 ÷ 12,75 GHz.

I metodi di modulazione e di codifica dei segnali della diffusione televisiva da satellite sono diversi da quelli usati dalla diffusione televisiva terrestre; infatti, la portante a radiofrequenza viene modulata di frequenza con deviazione di frequenza massima di 13,5 MHzpp per il servizio DBS, oppure di 25 MHzpp per i servizi FSS e MSS.

La codifica del segnale modulante, per i servizi FSS e MSS è generalmente in accordo con i sistemi televisivi PAL e SECAM, originariamente previsti dalla pianificazione della WARC BS-77 anche per il servizio DBS.

Secondo le direttive dell'UER (Unione Europea di Radiodiffusione) e le raccomandazioni del CCIR (Comitato Consultivo Internazionale per le Radiocomunicazioni) i sistemi televisivi PAL e SECAM possono essere sostituiti (in particolare per il servizio DBS) dai nuovi sistemi televisivi della famiglia MAC, i quali prevedono:

- per l'informazione video, frequenza di modulazione massima di circa 10 MHz e caratteristiche di enfasi (e de-enfasi in ricezione) diverse da quelle previste per i sistemi televisivi PAL e SECAM,
- per l'informazione audio, un multiplex numerico, con frequenza di cifra (bit-rate) di 20,25 Mbit/s, nel caso del MAC-D e di 10,125 Mbit/s, nel caso del MAC-D2.

Pertanto, la messa a punto e la misura delle caratteristiche dei nuovi sistemi riceventi da satellite richiede la disponibilità di generatori di segnali in grado di modulare di frequenza la portante, con le deviazioni di frequenza previste dai servizi FSS, DBS e MSS e con i segnali modulanti costituiti sia dai sistemi televisivi PAL/SECAM, sia dai nuovi sistemi televisivi della famiglia MAC.

2. Schema a blocchi del generatore di segnali

Tenendo conto sia delle caratteristiche di modulazione previste per i servizi DBS, FSS e MSS, sia dell'uso di segnali modulanti codificati secondo i sistemi della famiglia MAC, che richiedono una banda video estesa fino a circa 10 MHz, il progetto del generatore di segnali è stato impostato secondo lo schema a blocchi di figura 1.

Lo schema a blocchi è costituito dalle seguenti parti principali:

* Prof. ing. Franco Mussino del Dipartimento di Elettronica e Automatica - Facoltà di Ingegneria dell'Università di Ancona e prof. ing. Ermanno Nano del Dipartimento di Elettronica - Facoltà di Ingegneria del Politecnico di Torino.
Dattiloscritto pervenuto alla Redazione il 16 agosto 1991.

1 Lo studio e la realizzazione del generatore di segnali qui descritto è avvenuto nell'ambito di una convenzione fra la ELCIT S.p.A. (Radiomarelli - Magnadyne) ed il Politecnico di Torino.

Fig. 1 — Schema a blocchi del generatore di segnali nella banda della 1ª F.I. (0,95 ÷ 1,75 GHz).

— un amplificatore video, avente una banda estesa fino a circa 10 MHz, con la possibilità di introdurre nella risposta in frequenza un'enfasi adatta sia ai sistemi televisivi con codifica PAL o SECAM (vedi Raccomandazione 405 del CCIR), sia ai nuovi sistemi della famiglia MAC (vedi Raccomandazione 1073 e 1074 del CCIR), come riportato nell'appendice A
— un oscillatore modulato in frequenza, funzionante alla frequenza di circa 900 MHz, in grado di essere modulato con la deviazione di frequenza prevista per i servizi DBS, FSS e MSS
— un oscillatore locale ed un mescolatore, per traslare la frequenza generata dall'oscillatore modulato, dal valore di circa 900 MHz a quello della 1ª F. I. (0,95 ÷ 1,75 GHz); pertanto l'oscillatore locale deve poter coprire la banda da 1,85 GHz a 2,65 GHz
— un amplificatore a larga banda, che porta il livello del segnale di uscita a circa 0 dB(mW).

Il valore della frequenza nominale dell'oscillatore modulato è stata scelta intorno a 900 MHz per evitare che nella banda della 1ª F. I. cadessero sia le armoniche della frequenza dell'oscillatore modulato, sia la fondamentale dell'oscillatore locale, come si può rilevare dallo spettro dei segnali riportato in figura 2.

Per ottenere una buona stabilità della frequenza generata, l'oscillatore locale viene stabilizzato mediante un circuito PLL (Phase Locked Loop), mentre l'oscillatore modulato è stabilizzato mediante un circuito CAF (Controllo Automatico di Frequenza).

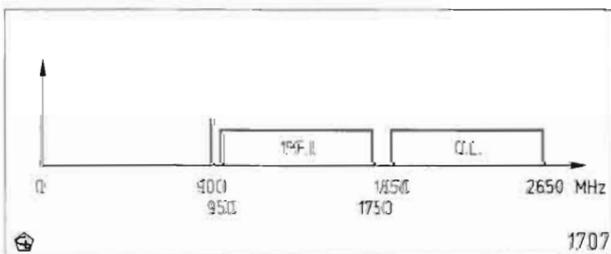



Fig. 2 — Spettro relativo alla frequenza dell'oscillatore (900 MHz) modulato in frequenza, alla banda della 1ªF.I. ed all'oscillatore locale (O.L.) del generatore di segnali DBS.

3. Descrizione dei circuiti

3.1 Amplificatore video

L'amplificatore video deve essere realizzato in modo da ottenere le seguenti caratteristiche:

— banda passante (-3 dB) di circa 18 ÷ 20 MHz in modo che la riduzione del guadagno fino a 10 MHz sia contenuta entro 1 dB;
— dinamica di uscita di almeno 3 Vpp, fino alla frequenza di 10 MHz; tale caratteristica è importante per poter ottenere la deviazione di frequenza nominale richiesta sia per i segnali del servizio DBS (13,5 MHzpp, alla frequenza di transizione della rete di enfasi), sia per i segnali del servizio FSS (25 MHzpp, alla frequenza di transizione della rete di enfasi), tenendo conto che l'oscillatore modulato presenta una caratteristica di modulazione con pendenza di circa 20 MHz/V, come si vedrà più oltre.

Le suddette caratteristiche possono essere ottenute dal circuito integrato μA 733, che presenta un'amplificazione di 5 volte. In figura 3 è riportato lo schema circuitale dell'amplificatore, con la reti di enfasi PAL/SECAM e MAC, commutabili.

È previsto anche l'ingresso del segnale di dispersione dell'energia (dispersal), che dovrà essere fornito secondo le specifiche relative al sistema televisivo usato da satellite.

3.2 Oscillatore modulato in frequenza

L'oscillatore modulato in frequenza (o modulatore di frequenza) funziona alla frequenza di circa 900 MHz e più precisamente a 902,16 MHz, come richiesto dalle esigenze del circuito sintetizzatore di frequenza che controlla l'oscillatore locale, descritto nel seguito.

Lo schema circuitale del modulatore è riportato in figura 4 ed è costituito da un oscillatore, utilizzante un transistore BFR92A, la cui frequenza viene variata tramite i diodi varicap BBY39.

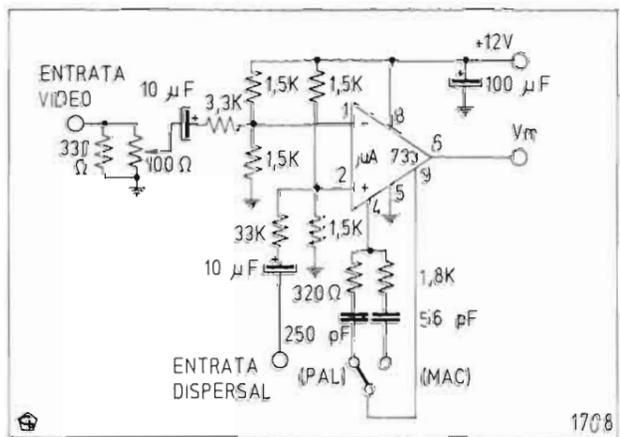



Fig. 3 — Schema circuitale dell'amplificatore video.

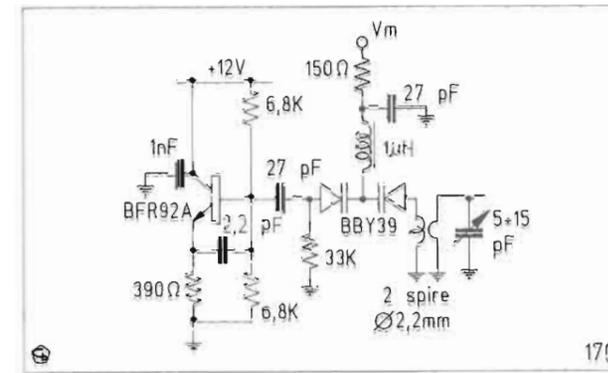



Fig. 4 — Schema circuitale dell'oscillatore a 902,16 MHz, modulato in frequenza.

La caratteristica del modulatore (deviazione di frequenza Δ f in funzione della tensione modulante V_m) è praticamente lineare, come si osserva in figura 5, ed ha una pendenza di circa 20 MHz/V. Il valore della pendenza della caratteristica del modulatore può anche essere ricavato col calcolo, come indicato in Appendice C.

Il segnale di uscita dal modulatore viene inviato sia al convertitore di frequenza, sia al circuito CAF (Controllo Automatico di Frequenza), che assicura la stabilità di frequenza dell'oscillatore, mantenendo il valore della frequenza portante a 902,16 MHz, compensando le derive di frequenza dell'oscillatore.

Lo schema a blocchi del CAF è riportato in figura 6; la sua struttura è quella classica e nota, cioè il segnale generato dall'oscillatore modulato in frequenza, viene dapprima abbassato di frequenza, tramite il battimento con una frequenza di riferimento (613,76 MHz), al fine di portarlo ad una frequenza convenientemente inferiore a quella dell'oscillatore modulato, e successivamente demodulato. La riduzione del valore della frequenza dell'oscillatore modulato ha lo scopo di minimizzare gli effetti delle derive del demodulatore.

Successivamente, il segnale di uscita dal demodulatore di frequenza, filtrato tramite un filtro passa-basso, viene usato per controllare la frequenza centrale dell'oscillatore modulato. Al fine di non contrastare il segnale modulante, la frequenza di taglio del filtro passa-basso deve essere adeguatamente inferiore alla minima frequenza di modulazione video.

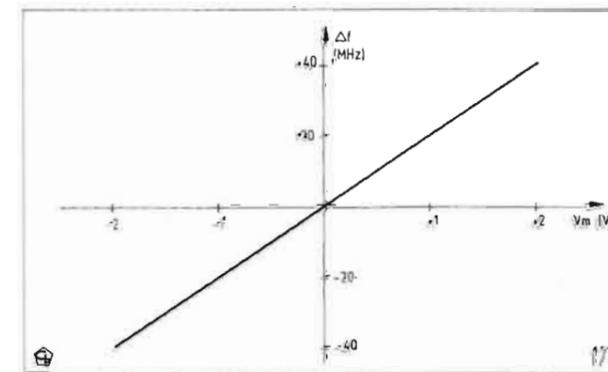



Fig. 5 — Caratteristica del modulatore di frequenza di figura 4.

La frequenza di riferimento di 613,76 MHz viene ottenuta per sintesi di frequenza mediante un circuito PLL. Infatti, essa viene dapprima inviata ad un divisore per 128 (costituito da un pre-scaler (:64) e da un successivo divisore per due) e poi confrontata, mediante un comparatore di fase, con la frequenza di un oscillatore a quarzo funzionante a 4,795 MHz.

La frequenza di 4,795 MHz(= 19,18 MHz : 4) è quella utilizzata dal sintetizzatore di frequenza, che controlla la frequenza dell'oscillatore locale, per ottenere la spaziatura dei canali a 19,18 MHz, come previsto dalla pianificazione WARC BS-77.

Lo schema circuitale del CAF è riportato in figura 7, dove si osserva che il mescolatore è realizzato mediante il circuito TFM 150, mentre il successivo demodulatore di frequenza funziona secondo lo schema di Lee e Seo (bibl. 1 e 2).

Il segnale di uscita dal demodulatore viene amplificato e filtrato da un filtro passa-basso con frequenza di taglio di circa 3 Hz.

3.3 Convertitore di frequenza

Il convertitore di frequenza ha il compito di traslare la frequenza (costante) dell'oscillatore modulato in quella (variabile) dei canali della banda della 1ªF.I. I valori

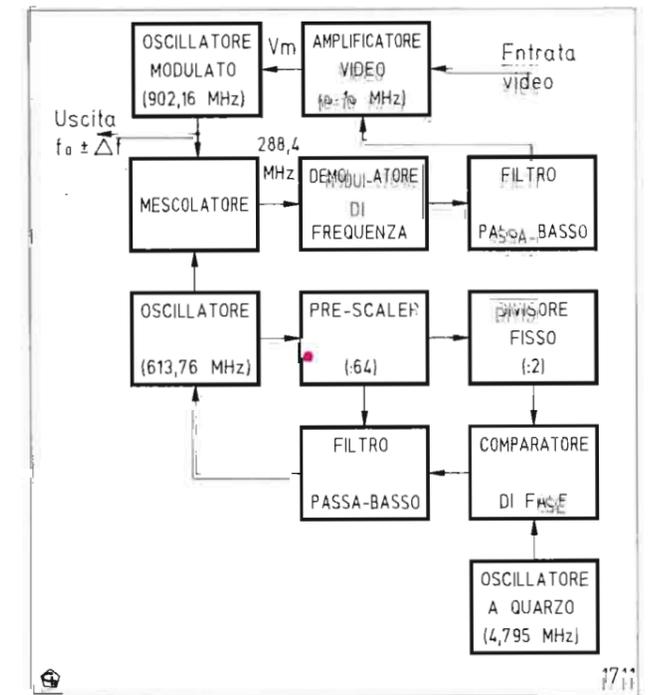



Fig. 6 — Schema a blocchi del controllo automatico di frequenza (CAF) dell'oscillatore modulato in frequenza.

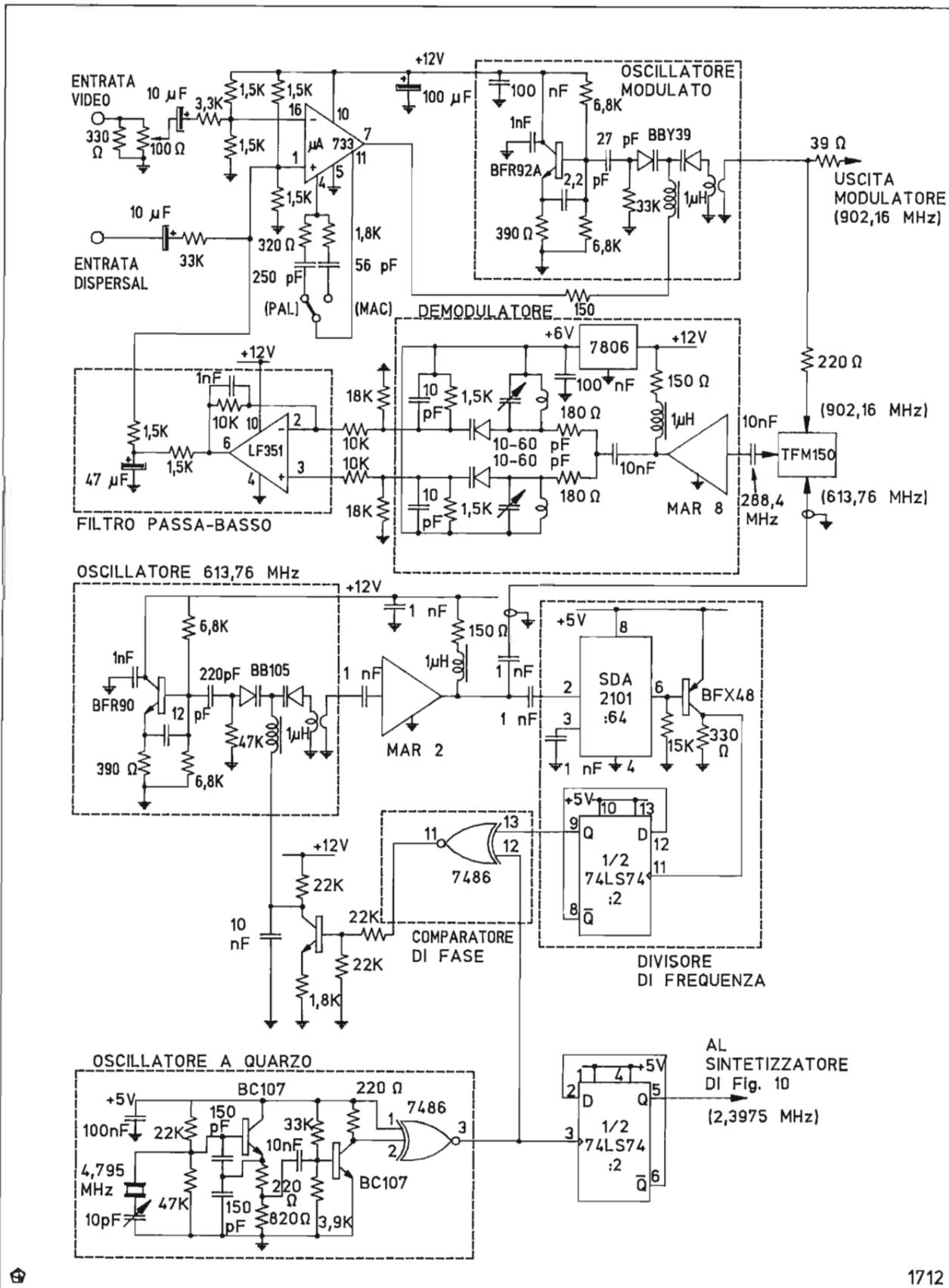



Fig. 7 — Schema del circuito di controllo automatico della frequenza (CAF) dell'oscillatore modulato in frequenza.

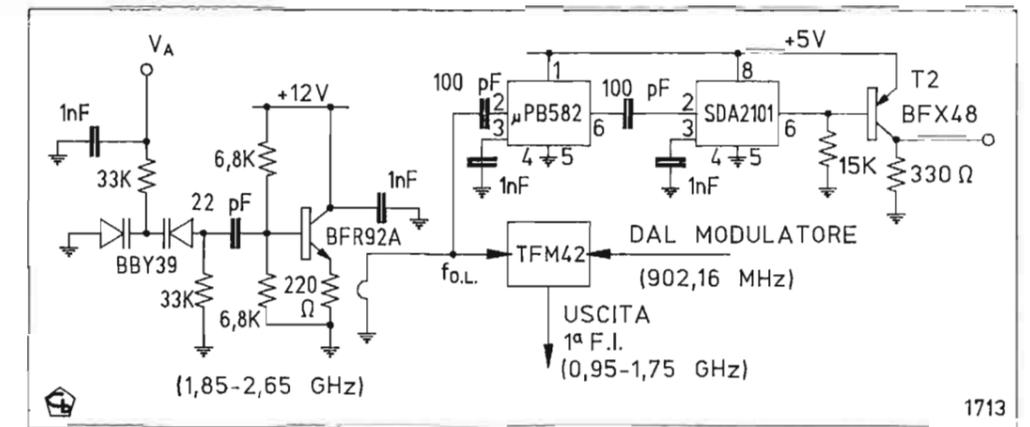



Fig. 8 — Schema del convertitore di frequenza comprendente il mescolatore (TFM 42) e l'oscillatore locale.

delle portanti dei canali DBS[2] traslati nella banda della 1ªF.I. sono riportati nell'appendice B.

Il convertitore di frequenza è composto da due parti principali: il mescolatore e l'oscillatore locale.

Come mescolatore viene utilizzato un modulatore bilanciato (TFM 42), che presenta una risposta praticamente costante in tutta la banda di frequenze interessata.

L'oscillatore locale è realizzato utilizzando un transistore BFR92A, polarizzato con una corrente di collettore di circa 15 mA. Lo schema circuitale è riportato in figura 8 dove sono anche indicati i divisori di frequenza (μPB 582 e SDA 2101), utilizzati nel circuito ad aggancio di fase (PLL) descritto successivamente. Il transistore BFX 48 serve da interfaccia verso i successivi divisori programmabili.

La variazione di frequenza da 1,85 GHz a 2,65 GHz viene ottenuta tramite i diodi varicap BBY39.

Particolare attenzione deve essere posta nella disposizione topologica dei componenti per ottenere un buon funzionamento dell'oscillatore fino a 2,65 GHz.

Come si è detto, l'oscillatore locale può essere inserito (vedi figura 9) in un circuito ad aggancio di fase (PLL), con divisore programmabile, che consente di selezionare la frequenza di uscita dal generatore con passo di 19,18 MHz, cioè pari alla distanza dei canali del servizio DBS.

Per ottenere la frequenza nominale dei canali, impostando col divisore programmabile fattori di divisione compresi fra 98 (canale 1) e 137 (canale 40), cioè usando un divisore programmabile con 8 bit, occorre che l'oscillatore modulato in frequenza funzioni alla frequenza nominale di 902,16 MHz. Viene in tal modo giustificato e precisato il valore scelto per la frequenza dell'oscillatore modulato in frequenza, che si era preliminarmente indicata intorno a 900 MHz.

Poiché la frequenza massima dell'oscillatore locale è di 2,65 GHz, si è utilizzato un pre-scaler (:4) adatto a tale frequenza (NEC μPB 582), seguito da un ulteriore divisore fisso (:64) del tipo usato nei ricevitori televisivi con sintesi di frequenza (tipo Siemens SDA 2101, SDA 2211 o Plessey SP 4653). Dopo i pre-scaler, la frequenza si è ormai ridotta a valori inferiori a 10 MHz, consentendo l'uso di divisori programmabili realizzati con tecnologia TTL (tipo 74LS163).

Lo schema circuitale del sintetizzatore di frequenza è riportato in figura 10.

Il numero che identifica il canale DBS scelto è impostabile mediante un selettore manuale a due cifre (valori da 0 a 39, con il valore 0 corrispondente al canale 40); tramite una PROM si converte il valore relativo al canale scelto nel fattore da introdurre nel divisore programmabile (valori da 98 [=62H] a 137 [=89H].

Più precisamente, essendo il divisore programmabile utilizzato come contatore in sù (up counter) il valore di preset contenuto nella PROM va da 256-98=158 [9EH] a 256 – 137 = 119 [77H] per i canali da 1 a 40, rispettivamente.

Per agevolare l'acquisizione dell'aggancio di fase da parte del PLL in tutto il campo di frequenze interessato,

2 Occorre tener presente che nell'unità esterna del sistema ricevente i canali ricevuti da satellite nella banda DBS dei 12 GHz vengono convertiti alla 1ªF.I. tramite un oscillatore locale avente una frequenza nominale di 10,75 GHz. Pertanto, i valori delle portanti dei canali DBS sono traslati nella banda della 1ªF.I., come riportato nell'Appendice B.

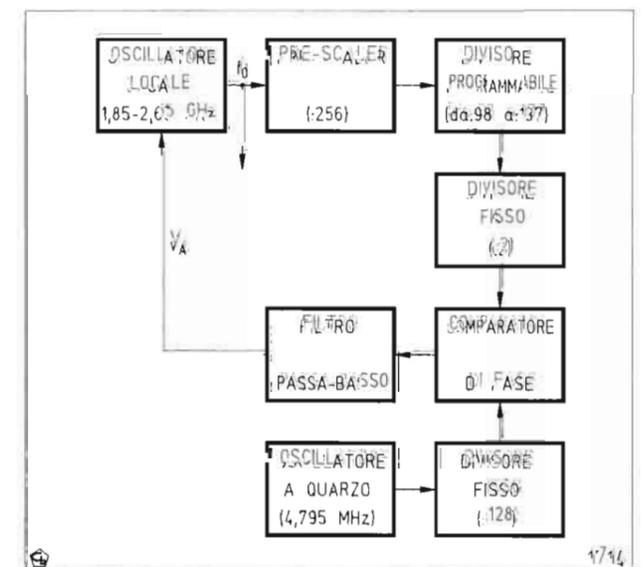



Fig. 9 — Schema a blocchi del circuito ad aggancio di fase (PLL) dell'oscillatore locale del convertitore di frequenza.

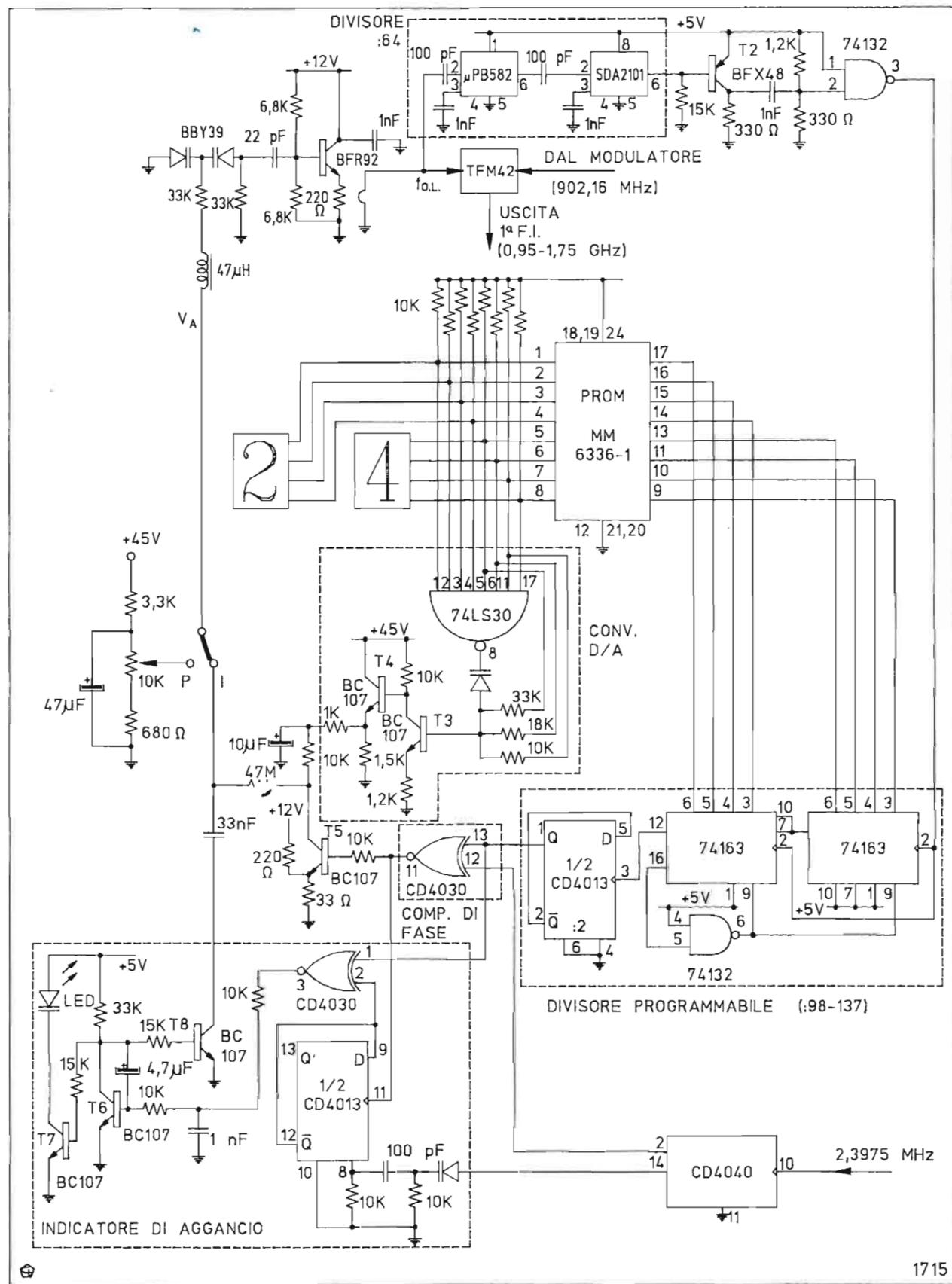



Fig. 10 — Schema circuitale dell'oscillatore locale e del PLL, per la sintesi di frequenza.

data la rilevante escursione della tensione V_A da applicare ai varicap dell'oscillatore, si è resa variabile la tensione di alimentazione dello stadio amplificatore (T_5), che segue il comparatore di fase. La variazione della tensione in funzione del canale scelto, tramite il selettore manuale, è ottenuta mediante una conversione D/A. In pratica, tale tensione varia da circa 10V (canali 1-9), a circa 20 V (canali 10-19), a circa 30 V (canali 20-29), a circa 40 V (canali 30-40).

Inoltre, è stato introdotto un circuito che identifica la condizione di aggancio del PLL e provoca sia l'accensione di un LED, sia la commutazione della costante di tempo del filtro d'anello, inserendo la capacità di filtro da 33 nF.

L'identificazione della condizione di aggancio si ottiene comparando in una porta logica EXOR il segnale di uscita dal comparatore di fase del PLL, dopo divisione per due della frequenza relativa, con uno dei segnali d'entrata del comparatore stesso.

Se i segnali inviati alla porta EXOR hanno costantemente la stessa relazione di fase, significa che è avvenuto l'aggancio del PLL. Poiché la fase del segnale di uscita dal divisore per due non è univocamente determinata (incertezza di ±180°), si è inviato al divisore stesso un segnale di reset, ottenuto dal divisore CD 4040.

Il segnale di reset del divisore per due è a frequenza inferiore (8 volte) rispetto a quella inviata al comparatore di fase del PLL ed ha rispetto a questo una relazione di fase costante, che porta il divisore per due a funzionare in una situazione ben definita e nota.

In figura 11 è riportato l'andamento della frequenza dell'oscillatore locale in funzione della tensione (V_A) applicata ai diodi varicap. L'andamento della caratteristica è abbastanza lineare nel primo tratto e la pendenza è mediamente pari a circa 40 MHz/V.

È anche possibile generare una frequenza qualsiasi nella banda della 1ªF.I., variando la tensione applicata ai diodi varicap, tramite un potenziometro (vedi figura 10). Tale possibilità è utile sia per misure di selettività, sia per ottenere anche le frequenze dei canali dei servizi FSS e MSS, la cui spaziatura è diversa da quella dei canali del servizio DBS.

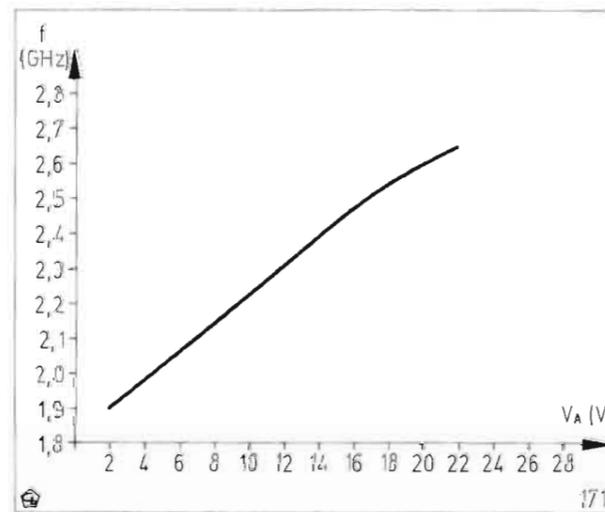



Fig. 11 — Andamento della frequenza dell'oscillatore locale in funzione della tensione V_A applicata ai diodi varicap.

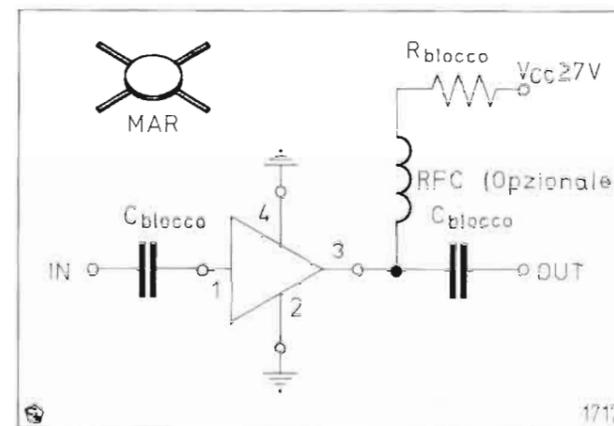



Fig. 12 — Amplificatore a radiofrequenza utilizzante un circuito integrato MAR 2 (Mini-Circuits).

3.4 AMPLIFICATORE A RADIOFREQUENZA

L'amplificatore a radiofrequenza ha il compito di portare il livello del segnale di uscita dal generatore a circa 0 dB (mW). Esso è stato realizzato mediante una coppia di circuiti integrati tipo MAR 2 (Mini-Circuits) (figura 12), in grado di fornire un guadagno di circa 12 dB fino a 2 GHz.

4. Caratteristiche misurate

Per valutare le prestazioni del generatore sono state misurate le seguenti caratteristiche principali:

- stabilità della frequenza generata (con PLL) ≤ 500 kHz
- linearità di modulazione:
  - ≤1% con Δ f_{pp} = 13,5 MHz e f_m = 4,4 MHz
  - ≤2% con Δ f_{pp} = 25,0 MHz e f_m = 4,4 MHz
- livello del segnale di uscita: 0 dB(mW) ± 2 dB
- livello delle spurie (rispetto al segnale utile) entro la banda 0,95 ± 1,75 GHz: – 30 dB

5. Conclusioni

Lo studio, la progettazione e la realizzazione del generatore di segnali modulati in frequenza, nella banda della 1ªF.I., è stata svolta con l'intento di ottenere, a costi contenuti, segnali con buone caratteristiche di stabilità di frequenza e linearità di modulazione, come richiesto per la misura delle caratteristiche dei nuovi sistemi riceventi da satellite.

Inoltre, la realizzazione dei circuiti dell'oscillatore modulato e del PLL, per frequenze fino a 2,65 GHz, ha richiesto l'adozione di particolari ed opportune soluzioni

circuitali e di disposizione dei componenti, al fine di poter raggiungere le massime frequenze di oscillazione, richieste dalla struttura del generatore e che non si riscontrano nei sistemi riceventi da satellite, dove sono adottati componenti similari.

APPENDICE A

RETI DI ENFASI

Le caratteristiche delle reti di enfasi di tipo televisivo da utilizzare con portanti modulate in frequenza, dipendono dal sistema televisivo usato.

Per i sistemi televisivi PAL o SECAM la caratteristica di enfasi da usare nella diffusione televisiva da satellite (portanti modulate di frequenza) è quella riportata nella Raccomandazione 405 del CCIR (vedi figura A1), usata anche nei ponti radio terrestri (dove le portanti sono pure modulate di frequenza).

Invece, per i nuovi sistemi televisivi della famiglia MAC la caratteristica di enfasi da utilizzare è quella riportata nel Rapporto 1073 del CCIR (vedi figura A2).

La funzione che deve essere attuata dalle reti di enfasi è la seguente:

$$H(f) = A\,\frac{1 + j\,(f/f_o)}{1 + j\,(f/f_p)}$$

dove le costanti A, f_o e f_p hanno i valori riportati nella Tabella 1A. L'andamento del modulo della funzione H(f) risulta quello riportato nelle figure A1 e A2, per i sistemi televisivi PAL/SECAM e quelli della famiglia MAC.

TABELLA 1A.

RETI DI ENFASI

Parametri	Sistema televisivo PAL/SECAM	MAC
A	1/3,55	$1/\sqrt{2}$
f_o	313 kHz	840 kHz
f_p	1565 kHz	1500 kHz

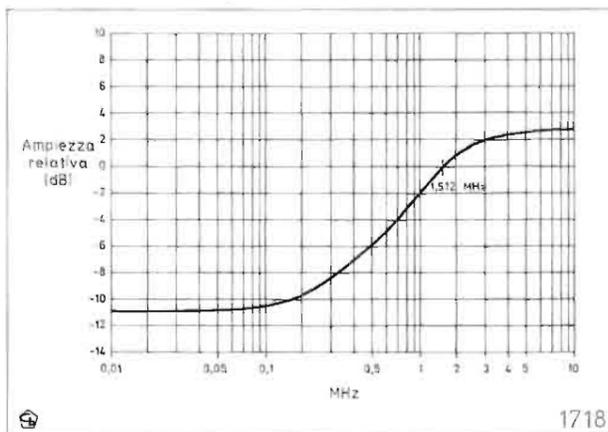



Fig. A1 — Curva di enfasi per i sistemi televisivi PAL/SECAM.

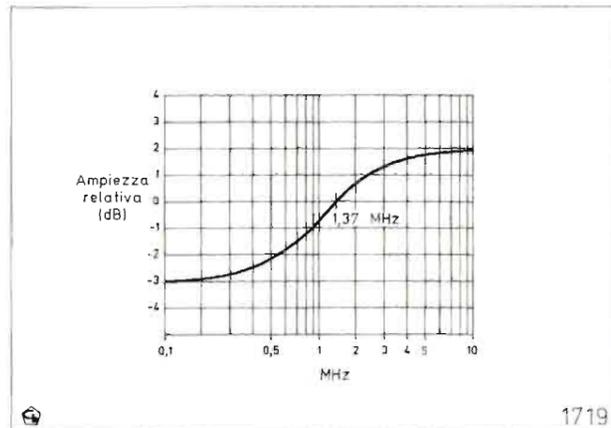



Fig. A2 — Curva di enfasi per i sistemi televisivi della famiglia MAC.

APPENDICE B

FREQUENZE NOMINALI DEI CANALI DBS NELLA BANDA DELLA 1ªF.I.

Nei sistemi riceventi da satellite i canali DBS vengono convertiti in blocco dalla banda dei 12 GHz alla banda della 1ªF.I. (0,95 ÷ 1,75 GHz), prima di essere sintonizzati e demodulati da parte del sintonizzatore DBS.

La conversione in blocco avviene nell'unità esterna del sistema ricevente da satellite e la frequenza nominale dell'oscillatore locale del convertitore è di 10,75 GHz.

Pertanto, le frequenze dei canali trasmessi da satellite nella banda dei 12 GHz sono traslate in quella della 1ªF.I., con i valori nominali riportati nella Tabella 1B.

TABELLA 1B

CANALI DBS NELLA BANDA DELLA 1ªF.I.

Canale N.	Freq. portante (MHz)	Canale N.	Freq. portante (MHz)
1	977,48	2	996,66
3	1015,84	4	1035,02
5	1054,20	6	1073,38
7	1092,56	8	1111,74
9	1130,92	10	1150,10
11	1169,28	12	1188,46
13	1207,64	14	1226,82
15	1246,00	16	1265,18
17	1284,36	18	1303,54
19	1322,72	20	1341,90
21	1361,08	22	1380,26
23	1399,44	24	1418,62
25	1437,80	26	1456,98
27	1476,16	28	1495,34
29	1514,52	30	1533,70
31	1552,88	32	1572,06
33	1591,24	34	1610,42
35	1629,60	36	1648,78
37	1667,96	38	1687,14
39	1706,32	40	1725,50

Si ricorda che i canali di ordine dispari sono trasmessi dal satellite DBS con polarizzazione circolare destrogira, mentre i canali di ordine pari sono trasmessi con polarizzazione circolare levogira.

APPENDICE C

CARATTERISTICA DEL MODULATORE DI FREQUENZA

Il modulatore di frequenza è costituito da un oscillatore la cui frequenza viene variata mediante diodi «varicap» o «varactor».

La caratteristica del diodo «varicap» può essere approssimata mediante la relazione:

[1C] $C_V = C_A + C_O \ln (V_A/V_V)$

Ad esempio, per il diodo «varicap» BBY 39, si ha $C_O = 4$ pF, $C_A = 9$ pF per $V_A = 5$V.

La frequenza di oscillazione (ω) del circuito modulato in frequenza dipende dal valore degli elementi reattivi (L e C) del circuito accordato, secondo la relazione:

[2C] $\omega = \dfrac{1}{\sqrt{LC_T}}$

dove: C_T è la capacità totale del circuito accordato, il cui valore dipende sia dalla capacità totale dei diodi «varicap» (generalmente a coppie usati in serie), sia dalla capacità del circuito in cui sono inseriti.

Se nel circuito accordato è presente una capacità (Cs) in serie a quella dei diodi «varicap», pure disposti in serie fra di loro (Cv/2), risulta:

[3C] $\dfrac{1}{C_T} = \dfrac{2}{C_V} + \dfrac{1}{C_S}$

Supponendo che la tensione di polarizzazione V_A dei diodi «varicap» subisca delle variazioni ΔV, si ha:

[4C] $V_V = V_A \pm \Delta V$

Inoltre, considerando che le variazioni ΔV siano piccole rispetto a V_A, si può porre:

[5C] $\ln(V_A/V_V) \approx \pm \Delta V/V_A$

In tal caso la relazione [3C] diventa:

[6C] $\dfrac{1}{C_T} = \dfrac{2}{C_A \pm C_O(\Delta V/V_A)} + \dfrac{1}{C_S}$

Ponendo:

[7C] $\dfrac{1}{C_t} = \dfrac{2}{C_A} + \dfrac{1}{C_S}$

e tenendo conto delle relazioni precedenti, la relazione [2C] diventa:

[8C] $\omega = \sqrt{\dfrac{\dfrac{1}{C_t} - \dfrac{2C_o}{C_A^2}\,\dfrac{\Delta V}{V_A}}{L}}$

Ponendo ancora:

[9C] $\omega_o = \sqrt{\dfrac{1}{LC_t}}$

si ricava:

[10C] $\omega = \omega_o \left(1 - \dfrac{C_o\,C_t}{C_A^2} \cdot \dfrac{\Delta V}{V_A}\right)$

Infine, ponendo: $\Delta\omega = \omega - \omega_o$ e ricordando che $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$, si ricava:

[11] $\dfrac{\Delta f}{\Delta V} = \dfrac{C_oC_t}{C_A^2} \cdot \dfrac{f_o}{V_A}$

Per l'oscillatore modulato in frequenza, introducendo i valori precedentemente riportati per il diodo «varicap» BBY39, ed i valori di $C_t = 2{,}2$pF e $f_o = 0{,}9$GHz, si ricava: $\Delta f/\Delta V \cong 20$ MHz/V.

Invece, per l'oscillatore locale, funzionante da 1,85 GHz a 2,65 GHz, introducendo ancora i valori precedentemente riportati per il diodo «varicap» BBY39 con C_t = 1,8 pF e f_o = 2,25 GHz, si ricava $\Delta f/\Delta V$ = 40 MHz/V.

(3952)

BIBLIOGRAFIA

1. - C. W. Lee and W. Y. Seo: *Super wide-band FM line discriminator*, «Proc. IEEE (Corresp.)», vol. 51, Nov. 1963, p. 1675-1676.
2. - C. W. Lee: *An analysis of a super wide-band FM line discriminator*, «Proc. IEEE», vol. 52, Sept. 1964, p. 1034-103.

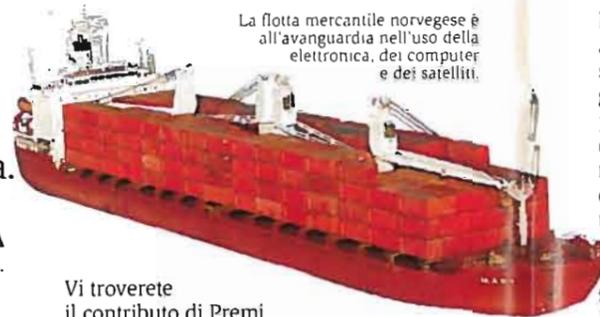
L'Europa della Scienza. Da un continente senza più barriere, un libro che non conosce frontiere.

Finalmente un'opera che tratta in maniera esauriente dello sviluppo scientifico, tecnologico e industriale, svelando i progressi della nuova Europa unita, il continente più dinamico della fine degli anni Novanta.

La flotta mercantile norvegese è all'avanguardia nell'uso della elettronica, dei computer e dei satelliti.

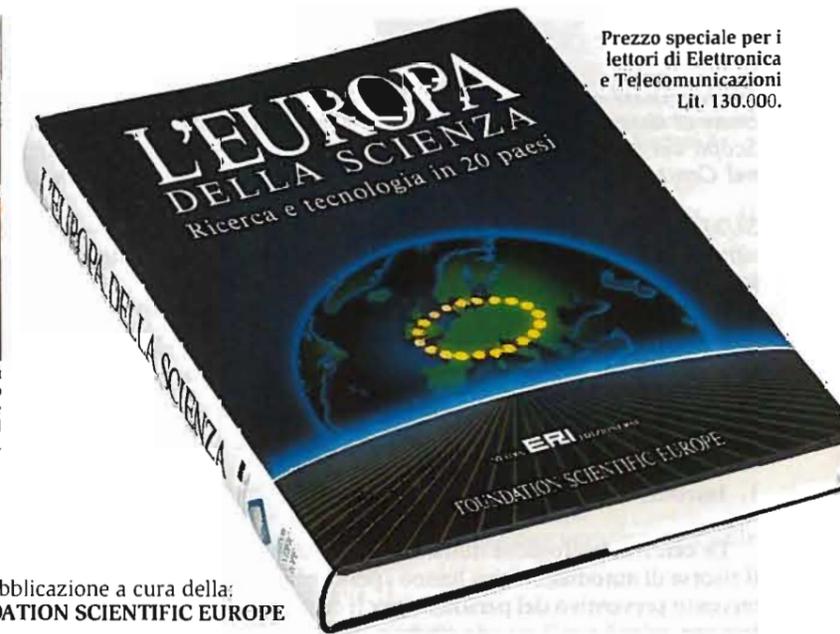
■ Le iniziative di scienziati e ingegneri europei nei settori della fisica delle alte energie, dell'astronomia e del trasporto aereo.
■ L'Italiano che ha scoperto le particelle atomiche Z e W sta ora pensando al passo successivo.
■ Il modo in cui EUREKA, il progetto per l'invenzione, aiuta a elaborare e immettere sul mercato le idee degli europei.
■ La strada percorsa dallo scienziato britannico inventore del transputer.
■ ESPRIT, il settore della Comunità Europea dedicato alla politica della tecnologia dell'informazione, sta aprendo la strada allo sviluppo di un prodotto innovativo.
■ Lo scienziato francese che ha scoperto l'AIDS ed i retroscena delle ricerche che hanno condotto all'individuazione del virus.
■ Le originali intuizioni che hanno permesso allo svedese Bert Bolin di pronosticare il riscaldamento in serra.
Se la vostra curiosità scientifica vi spinge verso i misteri della "materia nera" cosmica o delle macchine "intelligenti" che riescono ad evitare gli scontri, l'**EUROPA DELLA SCIENZA** è il libro che fa per voi.
L'EUROPA DELLA SCIENZA è il primo ed unico testo a darvi l'opportunità di capire ed apprezzare a fondo le scoperte e conquiste della scienza europea..... un mondo che avanza a un passo più veloce di quanto si possa immaginare.

La partnership franco - tedesco olandese lavora al progetto Eureka, Jessi, per nuove conquiste nel settore dei microchip.

L'EUROPA DELLA SCIENZA vi guiderà attraverso le ultime conquiste del pensiero e attraverso le più recenti indagini scientifiche e tecnologiche; vi spiegherà la loro applicazione al di fuori dei laboratori scientifici.
Sarete testimoni degli sconcertanti progressi compiuti dagli scienziati europei in ogni campo, dall'ingegneria proteica alla genetica, dall'esplorazione dello spazio alla robotica....il tutto corredato di numerosi esempi. Un'ambiziosa iniziativa a livello internazionale.
L'EUROPA DELLA SCIENZA è un'opera nata dalla collaborazione tra i 20 paesi seguenti: Austria, Belgio, Danimarca, Finlandia, Francia, Germania, Grecia, Irlanda, Islanda, Italia, Jugoslavia, Lussemburgo, Olanda, Norvegia, Portogallo, Spagna, Svezia, Svizzera, Regno Unito, Turchia.

Vi troverete il contributo di Premi Nobel e di oltre 80 uomini e donne distintisi in campo scientifico che, superando i confini specialistici, trattano di argomenti tanto diversi tra loro come la preistoria, i super computer, la biotecnologia e i buchi neri.
Contributi dei direttori generali di:
EEC (European program);
CERN(Laboratorio Europeo per la Fisica delle Particelle); ESA (Agenzia Spaziale Europea); ESO (European Southern Observatory).
Nell'ambito del programma Eureka sono illustrati i progetti:
PROMETHEUS (elettronica applicata all'automobile); HALIOS(tecnologie della pesca); CERISE (grafica computerizzata).
Per le joint ventures:
RACE (il progetto per le telecomunicazioni della Comunità); JET (l'unione europea per la fusione nucleare); ECMWF (il centro per le previsioni metereologiche a medio termine); ESPRIT (tecnologia dell'informazione); BAP (biotecnologia).
Pubblicato in collaborazione con la Foundation Scientific Europe, creata nel 1988 in occasione dell'incontro di 20 paesi con lo scopo di diffondere la conoscenza dei progressi scientifici europei nella stessa Europa e nel resto del mondo.
Non è necessario essere degli specialisti per leggere **L'EUROPA DELLA SCIENZA**.
Malgrado l'opera tratti molti argomenti di contenuto altamente tecnologico, ogni capitolo è scritto in modo chiaro, in un linguaggio facilmente accessibile e con uno stile accattivante sia per gli esperti che per i profani. Un susseguirsi di eventi affascinanti riportati in 508 pagine di grande formato; il testo è corredato di oltre 1500 splendidi diagrammi e fotografie a colori.
L'opera è pubblicata in altre cinque lingue: francese, tedesco, inglese, spagnolo e olandese.

Un nuovo sistema di commmutazione, ottimizzato nell'ambito dell'ISDN, apre prospettive rivoluzionarie nel campo delle comunicazioni.

Non perdete l'occasione di richiedere una copia de **L'EUROPA DELLA SCIENZA**, indiscutibilmente la più autorevole guida ai progressi scientifici che mai sia stata pubblicata. Un libro di studio utile e di facile consultazione.
È disponibile nelle migliori librerie a Lit. 150.000 oppure può essere richiesto direttamente alla ERI a condizioni particolari riservate ai lettori di **Elettronica** e **Telecomunicazioni** utilizzando questa cedola.

Alex Muller e George Bednorz hanno ottenuto il premio Nobel per la Fisica nel 1987 grazie al lavoro svolto sulla ceramica superconduttiva.

Prezzo speciale per i lettori di Elettronica e Telecomunicazioni Lit. 130.000.

Una pubblicazione a cura della:
FOUNDATION SCIENTIFIC EUROPE

Vi prego di inviarmi:
L'EUROPA DELLA SCIENZA al prezzo promozionale di L.130.000 con un risparmio di Lit. 20.000 rispetto al prezzo di copertina di Lit. 150.000.
Sono da aggiungere le spese di spedizione per posta ordinaria e imballo (Lit. 3.000 per copia).

Paghero lire .... per n° .... copie

☐ Contrassegno
☐ Su c.c.p. n° 26960104 intestato a NUOVA ERI, Via Arsenale, 41 - 10121 Torino
☐ Con vaglia postale o assegno bancario intestato a NUOVA ERI, Via Arsenale, 41 - 10121 Torino

Con carta di credito:
☐ AMERICAN EXPRESS ☐ CARTASI ☐ DINER CLUB
n° ____ scadenza ____

Nome ____ Cognome ____
Via ____ n° ____
Cap. ____ Città ____ (Prov. ____)
Data ____ Firma ____

PER ORDINAZIONI TELEFONICHE:
chiamare il n° 06 - 36862255
PER ORDINAZIONI VIA FAX:
inviare l'ordine alla NUOVA ERI al n° 06-6796005
SPEDIRE QUESTA CEDOLA A
NUOVA ERI - VIA DEL BABUINO, 51 - 00187 ROMA

FOUNDATION SCIENTIFIC EUROPE

SISTEMA AUTOMATICO PER IL CONTROLLO DI LINEE TELEFONICHE

CARLO STERN*

SOMMARIO — Con la diffusione delle centrali numeriche nel settore della telefonia privata si rende possibile l'adozione di sistemi automatici per il controllo delle linee di giunzione riducendo tempi di intervento e disagi all'utenza. Scopo del seguente articolo è quello di presentare un Sistema realizzato dall'Autore ed operante dal novembre 1990 nel Centro di Produzione televisivo (CPTV) RAI di Roma ed in ambito intersede con il CPTV RAI di Milano.

*SUMMARY — **Automatic Checking Telephone Lines System** — Today is possible in Private Telephony with the diffusion of numeric PABX to use automatic systems to control many of junction lines reducing checking time and damages to the users.*
The goal of following article is to show a System made by the Author working in CPTV-RAI ROME telephone area and in long distance with CPTV-RAI MILAN Seat.

1. Introduzione

Le centrali telefoniche numeriche pur dotate di potenti risorse di autodiagnostica hanno spesso bisogno dell'intervento preventivo del personale per il controllo delle interconnessioni con il mondo esterno: le linee di **giunzione** e le linee **urbane** richiedono le verifiche più frequenti.

Le linee di **giunzione** fra centrali sono di vario tipo:

— **Digitali** (PCM a 2 Mbit/s) collegate su linee **rame** o su link in fibra **ottica**
— **Analogiche** (TGE/TGU) collegate su linee **rame**
— **Analogico-Digitali** frequenti su tratte in affitto-coppia richieste alla SIP
— **Frequenza vettrice** su multiplex per collegamenti intersede via ponte radio

Le linee **urbane uscenti** per le comunicazioni su Rete Pubblica sono soggette a tariffazione SIP e per tale aspetto conviene spesso verificarne il funzionamento; esse sono di due tipi:

— **Digitali** (PCM a 2Mbit/s) in genere su fibra ottica
— **Analogiche** (THKZ) collegate su coppie-rame.

In tale ambiente eterogeneo si rende necessaria la ricerca guasti il più possibile mirata, di tipo **sequenziale** effettuata in orari di **basso traffico** per non sottrarre risorse all'utenza e per non dilatare i tempi di analisi necessitando per tali controlli di linee non impegnate dal traffico.

La verifica delle linee intersede richiede inoltre Personale in centrale negli insediamenti contrapposti con problemi di disponibilità reciproca.

Le operazioni di controllo quindi pur semplificate dall'uso del «**maintenance phone**» (il particolare apparecchio telefonico in grado di impegnare con un certo codice gli organi connessi su ciascuna linea del sistema) risultano **ripetitive** e **problematiche**.

In tale contesto, integrando le varie esigenze, un sistema computerizzato può eseguire la verifica delle linee negli orari di basso traffico (tipicamente le fasce notturne) compilando all'occorrenza il tabulato dei guasti.

L'obiettivo è **duplice**: da un lato **automatizzare** il controllo delle linee di giunzione e dall'altro **ottimizzare** l'intervento del personale di centrale riducendone i tempi di indagine contenendo pure i disagi arrecati all'utenza.

Nelle pagine seguenti si illustra il principio del primo sistema di tale genere introdotto nel CPTV di Roma operante con altri cinque insediamenti in ambito locale e con il CPTV di Milano per il controllo delle **linee intersede**.

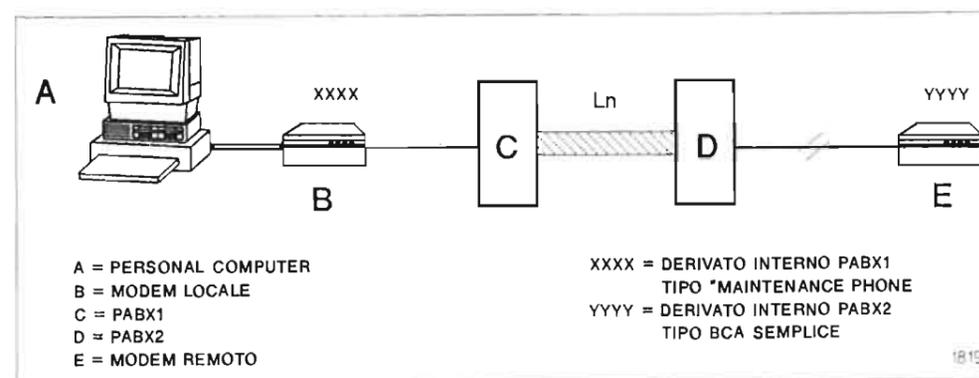
La scelta delle componenti del sistema (ampiamente diffuse in RAI), il **basso costo** e la **semplicità** di installazione **incoraggiano** la diffusione sperimentale in altri insediamenti.

2. Principio del sistema

Il principio del sistema si basa sulla grande versatilità dei modem multistandard «AT»: questi apparecchi sono programmabili dallo stesso terminale (o personal computer) cui sono collegati consentendo di:

1) settarsi automaticamente al **Baud-rate** del terminale
2) predisporsi in modalità selezione **decadica** o **multifrequenza**
3) **selezionare** il numero richiesto via terminale
4) **agganciare** la linea telefonica.

La **connessione** in linea è articolata nelle seguenti fasi:

1) chiamata dal modem locale
2) risposta automatica ed invio tono conferma dal modem remoto
3) conferma dal modem locale
4) adeguamento automatico della velocità di trasmissione dati da parte del modem **remoto** in funzione di quella del modem **locale**
5) invio **messaggi al terminale** in caso di:
   a) **connessione** con modem remoto
   b) **mancata connessione** (per linea **occupata, muta, mancata risposta del modem**)
6) inizio trasmissione **dati**.

(Sono citate soltanto le caratteristiche sfruttate dal sistema).

Con una **coppia di modem** ed un **personal computer** è possibile (fig. 1) effettuare le seguenti operazioni:

1) **selezionare** come «**maintenance phone**» la linea di giunzione (o l'urbana uscente) **Ln** prescelta
2) **recepire** il messaggio inviato dal modem circa la condizione della linea
3) **elaborare** tale dato.

Tipicamente la prova di una giunzione avviene in quattro fasi:

1) selezione da PABX locale a PABX remoto
2) selezione da PABX remoto a PABX locale
3) trasmissione tono da PABX locale con verifica ricezione al PABX remoto
4) trasmissione tono da PABX remoto con verifica ricezione al PABX locale.

In questo modo, al di là di misure specifiche (ristrette soltanto ai casi di mancato riscontro di almeno una delle fasi precedenti) è possibile impiegare i modem come «**sensori intelligenti**» per verificare le prestazioni essenziali della linea e l'**elaboratore** come elemento automatico di indirizzamento dei test.

Se si fa riferimento ai **risponditori** usati comunemente per le prove a distanza si nota che essi non verificano la fonia nei due sensi limitandosi alla risposta automatica seguita dalla frase di identificazione.

In tale modo si può eseguire soltanto il 50% delle fasi di prova di una giunzione; con il sistema impiegante i modem la prova della fonia è bilaterale e manca soltanto la selezione da PABX remoto a PABX locale coprendo il 75% delle esigenze richieste.

Il ruolo del personal computer è articolato nei seguenti punti:

1) archiviazione codici indirizzamento delle linee e visualizzazione o stampa
2) prelievo ed invio codici verso il modem
3) gestione del temporizzatore per i testi programmati
4) elaborazione messaggi risposta modem locale per mezzo dell'apposito software
5) compilazione tabulato avarie con lettura e/o stampa dati.

In fig. 2 appare la routine base del sistema il cui software è articolato nei quattro insiemi:

1) data base codici impegno
2) impostazione temporizzatore
3) gestione comunicazione seriale con istruzioni test delle giunzioni
4) raccolta dati avarie.

Il software è gestito dall'operatore mediante semplici **menu**; si specifica inoltre che il sistema sperimentato funziona con centrali telefoniche numeriche Italtel telematica OFFICE BX5000 E BX1000.

Per altre centrali occorre verificare se il relativo «maintenance phone» unitamente alla diagnostica interna sono compatibili con questo tipo di ambiente.

3. Caratteristiche

In questo paragrafo sono elencate le caratteristiche del sistema in relazione ai test effettuati sulle centrali numeriche OFFICE 5000 ed OFFICE 1000 della Italtel.

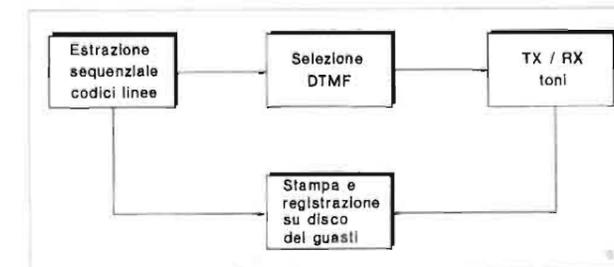
1) tempo per accertamento funzionamento linea 26"
2) tempo per accertamento guasto su linea (4 verifiche al massimo) 2'40"/4'50"
3) durata ripristino automatico I/F seriale modem 50"

Estrazione sequenziale codici linee — Selezione DTMF — TX / RX toni — Stampa e registrazione su disco dei guasti

Fig. 2 — Routine base del Sistema

---

* P.i. Carlo Stern del CPTV di Roma.
Dattiloscritto pervenuto alla Redazione il 10 luglio 1991.

Fig. 1 — Principio del Sistema automatico controllo linee telefoniche

4) durata controllo 56 linee ROMA MILANO (se funzionanti) < 25'
5) espressione messaggi avarie sia con codice di impegno che con coordinate CKT
6) controllo disponibilità periferiche con avviso all'operatore in caso di guasto
7) regolazione temporizzatore per esecuzione programmata test: da 60" a 24h 59' 59" successivi all'ora corrente
8) prosecuzione attività del sistema anche in caso di blocco della stampante associata
9) calendario interno con calcolo anni bisestili
10) blocco e recupero software in caso di immissione di dati non corretti
11) timeout periferiche e cicli di ritardo ottimizzati
12) compatibilità con IBM XT, Olivetti M240/M290/M300, ecc.
13) configurazione automatica su quattro noti modem AT-HAYES:
    — Digicom M2424
    — Aet MD2424 MUST
    — Microcom Ax2424c
    — ItaltelTelematica M400+
14) dispositivo universale a CMDS per lo sblocco automatico della blacklist durante i test
15) durata sblocco blacklist 2'58"
16) limite durata connessione fra i due modem 65"
17) programma di configurazione parametri e comunicazione seriale (per verifica modem) incluso nel pacchetto software.

4. Affidabilità e limiti

L'affidabilità del sistema dipende dagli elementi di cui esso si compone (modem locale, remoto, personal computer, attacchi d'utente, ...).

Il software è stato concepito per ridurre al minimo le probabilità di «blocco elaborazione» considerando che il sistema deve operare senza alcun presidio.

L'obiettivo dell'insieme è quello di gestire il «maintenance phone» in modo automatico per controllare linee di giunzione e linee urbane uscenti conservando tuttavia i due limiti che tale dispositivo ha per sua natura nei PABX:

1) impossibilità controllo selezione da PABX remoto a PABX locale
2) confusione fra una linea in avaria ed una linea impegnata da traffico (viene emesso lo stesso tono di occupato).

Il primo punto è arginabile con la estensione della postazione; in tale caso *tutte le fasi di prova di una giunzione sono attuabili* (si veda il paragrafo seguente).
Il secondo punto è insormontabile e rappresenta il vero limite del sistema in quanto *sia manualmente che automaticamente* il controllo è significativo soltanto in orari di basso traffico *per non confondere appunto una linea occupata con una in avaria.*

5. Ipotesi di utilizzazione di due postazioni

Usando due postazioni è possibile eliminare il problema della fase di selezione su linea da PABX remoto a PABX locale grazie al «maintenance phone» al secondo PABX.

Nel caso del collegamento intersede ROMA-MILANO (si veda la fig. 3) dotando ciascuna Sede di un modem in risposta automatica e programmando il lancio dei test in modo differenziato si potranno impegnare le varie linee bilateralmente.

L'integrazione fra i due tabulati avarie potrà essere fatta successivamente a cura del personale di centrale.

Archiviando i vari guasti nel tempo sarà possibile ottenere l'MTHF delle giunzioni e relativi traslatori.

Nelle figure 4 e 5 si riportano i tabulati di due test richiesti in ore nutturne per il fascio di linee intersede fra Roma e Milano e per le urbane uscenti assegnate alla centrale telefonica del CPTV di Roma.

Si noti la duplice espressione delle tavole *per ciascun gruppo di linee*: la prima parte scaturisce dalla stampante di sistema in tempo reale (si leggono in chiaro i vari codici di impegno del «maintenance phone») e la seconda è fornita su apposita interrogazione del data-base dalla memoria di massa del computer (al posto dei codici di impegno appaiono direttamente le coordinate-PABX del traslatore collegato alla giunzione).

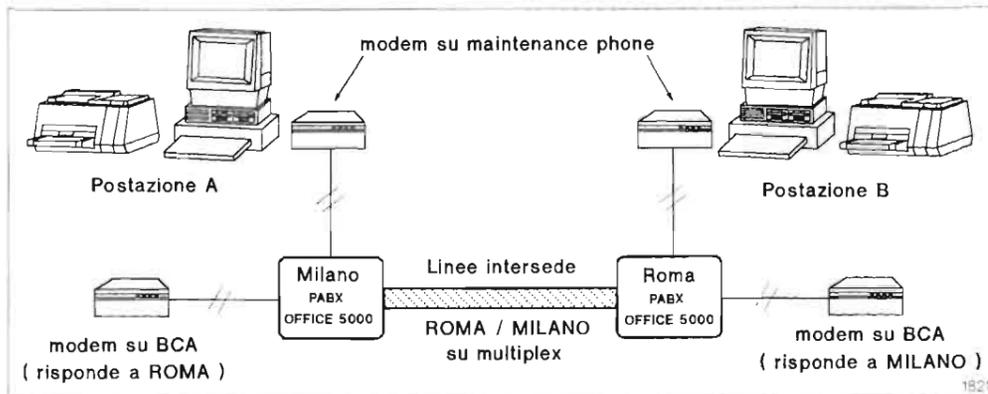



Fig. 3 — Utilizzazione di due postazioni per eseguire il test linee intersede fra Roma e Milano

RAI CENTRO DI PRODUZIONE TV di ROMA
SACLTI - Sistema Automatico Controllo Linee Telefoniche Intersede
Linee ENDEM MILANO 11-14-1990 - ore 03:30:03

Impegno anomalo sulla Linea 00242XXXXXX alle ore 03:32:39 del 11-14-1990
Impegno anomalo sulla Linea 00250XXXXXX alle ore 03:33:30 del 11-14-1990
Impegno anomalo sulla Linea 01256XXXXXX alle ore 03:35:11 del 11-14-1990
Impegno anomalo sulla Linea 07226XXXXXX alle ore 03:47:34 del 11-14-1990
Impegno anomalo sulla Linea 12225XXXXXX alle ore 03:58:56 del 11-14-1990
Impegno anomalo sulla Linea 12234XXXXXX alle ore 04:01:47 del 11-14-1990
Impegno anomalo sulla Linea 12242XXXXXX alle ore 04:02:38 del 11-14-1990

Sessione terminata in data 11-14-1990 alle ore 04:05:13

RAI CENTRO DI PRODUZIONE TV di ROMA
SACLTI - Sistema Automatico Controllo Linee Telefoniche Intersede
Linee ENDEM MILANO 11-14-1990 - ore 03:30:03

1 Impegno anomalo sulla Linea 00-7-2-4 alle ore 03:32:39 del 11-14-1990
2 Impegno anomalo sulla Linea 00-7-2-6 alle ore 03:33:30 del 11-14-1990
3 Impegno anomalo sulla Linea 01-7-2-0 alle ore 03:35:11 del 11-14-1990
4 Impegno anomalo sulla Linea 07-7-2-0 alle ore 03:47:34 del 11-14-1990
5 Impegno anomalo sulla Linea 12-7-1-0 alle ore 03:58:56 del 11-14-1990
6 Impegno anomalo sulla Linea 12-7-2-2 alle ore 04:01:47 del 11-14-1990
7 Impegno anomalo sulla Linea 12-7-2-4 alle ore 04:02:38 del 11-14-1990

Fig. 4 — Listati avarie su linee intersede

RAI CENTRO DI PRODUZIONE TV di ROMA
SACLTI - Sistema Automatico Controllo Linee Telefoniche Intersede
Linee ENDEM MILANO 11-06-1990 - ore 03:30:03

Impegno anomalo sulla Linea 020320XXXXXX alle ore 03:06:44 del 11-06-1990
Impegno anomalo sulla Linea 030320XXXXXX alle ore 03:09:48 del 11-06-1990
Impegno anomalo sulla Linea 040480XXXXXX alle ore 03:16:53 del 11-06-1990
Impegno anomalo sulla Linea 080480XXXXXX alle ore 03:28:52 del 11-06-1990
Impegno anomalo sulla Linea 090400XXXXXX alle ore 03:31:12 del 11-06-1990
Impegno anomalo sulla Linea 090560XXXXXX alle ore 03:34:01 del 11-06-1990
Impegno anomalo sulla Linea 100480XXXXXX alle ore 03:36:22 del 11-06-1990
Impegno anomalo sulla Linea 100560XXXXXX alle ore 03:38:33 del 11-06-1990
Impegno anomalo sulla Linea 110480XXXXXX alle ore 03:40:53 del 11-06-1990
Impegno anomalo sulla Linea 010570XXXXXX alle ore 03:53:34 del 11-06-1990

Sessione terminata in data 11-06-1990 alle ore 04:02:08

RAI CENTRO DI PRODUZIONE TV di ROMA
SACLTI - Sistema Automatico Controllo Linee Telefoniche Intersede
Linee ENDEM MILANO 11-06-1990 - ore 03:30:03

1 Impegno anomalo sulla Linea 02-1-0-0 alle ore 03:06:44 del 11-06-1990
2 Impegno anomalo sulla Linea 03-1-0-0 alle ore 03:09:48 del 11-06-1990
3 Impegno anomalo sulla Linea 04-1-0-4 alle ore 03:16:53 del 11-06-1990
4 Impegno anomalo sulla Linea 08-1-0-4 alle ore 03:28:52 del 11-06-1990
5 Impegno anomalo sulla Linea 09-1-0-2 alle ore 03:31:12 del 11-06-1990
6 Impegno anomalo sulla Linea 09-1-0-6 alle ore 03:34:01 del 11-06-1990
7 Impegno anomalo sulla Linea 10-1-0-4 alle ore 03:36:22 del 11-06-1990
8 Impegno anomalo sulla Linea 10-1-0-6 alle ore 03:38:33 del 11-06-1990
9 Impegno anomalo sulla Linea 11-1-0-4 alle ore 03:40:53 del 11-06-1990
10 Impegno anomalo sulla Linea 01-1-1-6 alle ore 03:53:34 del 11-06-1990

Fig. 5 — Listato avarie linee urbane uscenti

6. Conclusioni

È stato illustrato in modo sintetico il principio di funzionamento del sistema automatico sperimentato al CPTV di Roma; sono stati individuati limiti e vantaggi ed in sostanza appare evidente la comodità di programmare il lancio dei test nelle ore notturne per disporre al mattino delle opportune segnalazioni dei guasti.

Considerando poi l'utilità delle postazioni «doppie» si è dimostrato che grazie all'ambiente scelto i costi di installazione si riducono essenzialmente al trasferimento del dischetto con il software applicativo essendo gli altri termini facilmente reperibili in Azienda.

Si ricorda inoltre che il sistema non indirizza alcun comando sulla consolle di governo del PABX essendo soltanto uno strumento di ausilio per il personale di centrale.

Il dischetto con il software applicativo è corredato da una dispensa di quaranta pagine comprensiva dei vari flow-chart usati dal sistema.

(3997)

Ringraziamenti

Si conclude ringraziando coloro che hanno acconsentito allo sviluppo di questo lavoro in RAI: Roma/CPTV/ST/Manutenzione Audio ed ST/BR Torino; a Milano/CPTV/Centrale Telefonica la gratitudine per la collaborazione offerta avendo reso possibile l'estensione del sistema sulla rete intersede.

CODIFICA DEL SEGNALE TELEVISIVO NUMERICO: STIMA E COMPENSAZIONE DEL MOVIMENTO

S. RAVERA, L. ROSSATO*

SOMMARIO — Presso il Centro Ricerche RAI è oggetto di studio la codifica a riduzione di ridondanza del segnale televisivo numerico, volta a permettere la trasmissione di quest'ultimo su canali di media e bassa capacità. La compressione attuata sul segnale mediante l'eliminazione della ridondanza spazio-temporale risulta particolarmente utile per la trasmissione del segnale HDTV digitale, dove il bit-rate *richiesto per la codifica PCM si aggira intorno ai 900 Mbit/s. Con tecniche basate sull'uso della Trasformata Coseno Discreta, descritte in articoli precedenti, si possono ottenere collegamenti a «qualità contributo» utilizzando un bit-rate di soli 34 Mbit/s per il formato 4:2:2 e di circa 140 Mbit/s per l'HDTV. La «qualità distribuzione» può essere conseguita con un'occupazione di banda grossomodo dimezzata. Volendo ridurre ulteriormente la quantità di informazione da trasmettere, occorre impiegare tecniche più sofisticate di quelle già descritte; in questo articolo si discutono le prestazioni dell'algoritmo di «compensazione del movimento», ponendo un accento particolare sulla fase di stima dei vettori movimento.*

SUMMARY — ***Digital TV signal coding: motion estimation and compensation.*** *At the RAI Research Centre, studies and optimizations are being carried out on the redundancy reduction coding of the digital TV signal, in order to transmit it on medium or low capacity channels. The compression obtained on the information flow with the elimination of the spatial-temporal redunancy is especially attractive for the transmission of the digital HDTV signal; in this case, the required bit-rate for PCM coding is about 900 Mbit/s. Using techniques based on the Discrete Cosine Transform, which have been described in previous articles, we can obtain «contribution quality»links with a total bit-rate of only 34 Mbit/s for the 4:2:2 format and about 140 Mbit/s for the High Definition TV (HDTV). «Distribution quality» can be reached with 17 and 70 Mbit/s. If further reductions are required on the transmitted information flow, more sophisticated tecniques are to be considered; in this artiche we deal with the performance of the «motion compensation» algorithm, particularly focusing on the motion estimation criteria.*

1. Introduzione

Il co-decodificatore video sviluppato nell'ambito del progetto europeo EU 256, descritto in precedenza su questa stessa rivista (bibl. 10 e 11) opera una riduzione considerevole del flusso di informazione necessario per la trasmissione del segnale video digitale, senza introdurre degradamenti apprezzabili nella qualità dell'immagine.

Ciò è possibile poiché viene eliminata, o fortemente ridotta, la *ridondanza* presente nel segnale, ossia l'informazione che non è necessario trasmettere, in quanto ricostruibile al ricevitore con tecniche statistiche; come si può notare, una tale operazione risulta del tutto trasparente, dato che non viene persa alcuna informazione utile.

La compressione avviene procedendo in due direzioni distinte: si sfrutta sia la correlazione spaziale, mediante l'applicazione della trasformata DCT (bibl. 9), sia quella temporale. Per quest'ultima, l'accorgimento usato consiste nel codificare, invece dei dati video, le differenze tra due quadri o semiquadri contigui (quando ciò, naturalmente, dia luogo ad un flusso di informazione minore).

Ora, in presenza di immagini in movimento, la correlazione temporale viene ad essere fortemente ridotta; ne consegue un aumento del bit-rate necessario alla codifica, ovvero, se il flusso di informazione è limitato dalla capacità del canale di trasmissione, un peggioramento di qualità, conseguente alla necessità di scartare anche parte dell'informazione utile.

Tale problema può essere risolto facendo uso di un'opportuna tecnica di **compensazione del movimento**, in grado di tenere in conto, nella codifica delle differenze inter-field o inter-frame, degli spostamenti di tutta l'immagine o di parti di essa.

In particolare, nel caso del codec EU 256, il semiquadro viene diviso in blocchi di 16·8 «pel»; su ognuno di essi viene valutato, mediante un algoritmo noto come *block matching*, un vettore movimento locale, che viene poi utilizzato per ricavare le differenze di predizione temporale. Si suppone che i blocchi siano abbastanza piccoli da possedere solo movimenti di traslazione[1].

In previsione di una realizzazione hardware a breve scadenza, al *Centro Ricerche* RAI furono effettuate numerose prove di simulazione, tese a verificare l'effettiva utilità della compensazione movimento ed a valutarne quantitativamente le prestazioni, in termini sia di riduzione del bit-rate di codifica che di qualità dell'immagine ricostruita al ricevitore. In questo articolo riportiamo i risultati di tale lavoro; inoltre presentiamo una panoramica delle diverse tecniche ad oggi utilizzate per la stima del movimento. Quest'ultima operazione, come si vedrà, rappresenta la parte più critica del processo di compensazione.

* Ing. Secondina Ravera, ing. Luca Rossato del Politecnico di Torino.
Dattiloscritto pervenuto alla Redazione il 14 agosto 1991.

1 Naturalmente, questa ipotesi non è sempre verificata. Tuttavia, la compensazione di movimenti diversi da quello traslatorio presenta grandi difficoltà realizzative, e almeno per il momento questa strada non è stata percorsa.

2. Tecniche di stima del movimento

Le tecniche attualmente impiegate per la stima del movimento nell'elaborazione di immagini televisive possono essere suddivise in quattro categorie, in accordo a quanto espresso nella letteratura: esse si basano rispettivamente sull'astrazione dei contorni, su metodi differenziali, sulla trasformata di Fourier o sul confronto diretto di blocchi d'immagine (*block matching*).

2.1 Estrazione dei contorni

L'uso di questa tecnica prevede il riconoscimento, all'interno dell'immagine televisiva, di particolari caratteristiche degli oggetti che in essa sono contenuti (bibl. 1-3); in genere si punta soprattutto all'individuazione dei bordi degli oggetti, che sono facilmente isolabili mediante un filtraggio passa-alto dell'intera immagine. Una volta avvenuta l'esaltazione dei contorni, si applica una delle tecniche differenziali descritte nel paragrafo 2.2.

Si ottiene in tal modo un'informazione di movimento relativa a ben determinate zone dell'immagine; in seguito è possibile eseguire delle interpolazioni al fine di ricavare i vettori movimento per le aree non considerate.

Come si può intuire, questo modo di procedere è particolarmente adatto al riconoscimento ed all'inseguimento (*tracking*) degli oggetti presenti in una scena; pertanto si presta, ad esempio, alla ricostruzione di strutture tridimensionali a partire da immagini bidimensionali, oppure come ausilio nei sistemi di visione artificiale.

Per quanto riguarda la codifica a riduzione di ridondanza del segnale televisivo, al contrario, la tecnica descritta non è stata sinora oggetto di grande attenzione. Ciò è dovuto principalmente a due motivi: il primo è la notevole complessità realizzativa, dovuta alla necessità di successivi filtraggi dell'immagine (prima con un passa-alto per esaltare i gradienti di luminanza che costituiscono i contorni, poi con un passa-basso per ridurre l'effetto del rumore di quantizzazione e per aumentare la continuità delle linee di confine tra gli oggetti).
L'altro motivo è intrinseco alla modalità con cui si opera, e riguarda l'impossibilità di determinare il movimento di aree d'immagine senza contorni netti (ad esempio zone uniformi o quasi uniformi) oppure di oggetti con un grande contenuto di alte frequenze spaziali; in questi ultimi, l'eccesso di dettaglio rende molto critica l'individuazione di caratteristiche particolari come i contorni.
Nonostante le limitazioni a cui è soggetta, questa tecnica di stima del movimento appare agli autori suscettibile di applicazioni promettenti. In effetti, operando a bit-rate sempre più ridotti, può nascere la necessità di effettuare dei sottocampionamenti temporali del segnale televisivo; in pratica, vengono codificati solo alcuni semi-quadri (per esempio uno ogni due), ed i rimanenti vengono ricostruiti al ricevitore mediante interpolazioni. Poiché in questo caso è necessario disporre di vettori movimento che diano informazioni il più possibile affidabili sul **reale** movimento degli oggetti della scena, la tecnica di estrazione dei contorni potrebbe avere un'importanza fondamentale, soprattutto se adeguatamente migliorata attraverso ulteriori studi ed ottimizzazioni.

Fig. 1 — Algoritmo di stima del movimento di Limb e Murphy. La linea tratteggiata indica la posizione del fronte nel quadro precedente.

2.2 Tecniche differenziali

I primi algoritmi per la stima del movimento nell'ambito di immagini televisive sono stati proposti da Limb e Murphy (bibl. 4) nel 1975 e da Cafforio e Rocca (bibl. 5) nel 1976.

L'algoritmo di Limb e Murphy può essere spiegato considerando un fronte di luminanza in movimento, come mostrato in figura 1. Lo spostamento S viene stimato come segue:

$$\hat{S} = \hat{dx} = \frac{\Sigma_A |DQ|}{H} \qquad [1]$$

dove $|DQ|$ è il modulo del segnale differenza tra due quadri successivi, mentre H rappresenta l'ampiezza del fronte. La sommatoria si intende estesa all'area A, definita dalla zona in cui la differenza $|DQ|$ supera una soglia prestabilita. Il numeratore corrisponde all'area tratteggiata in figura 1, il denominatore all'altezza del parallelogramma.

L'equazione [1], di per sé, non fornisce nessuna informazione sulla direzione dello spostamento; è comunque possibile risalire a quest'ultima in modo abbastanza semplice osservando gli istanti di partenza del fronte nei quadri successivi.

L'approccio di Cafforio e Rocca, più elegante dal punto di vista teorico, ha caratteristiche di maggior generalità; esso contiene al suo interno, come soluzione semplificata, l'algoritmo di Limb e Murphy.

Sia u_k *(X, Y)* il valore di luminanza del punto di coordinate x,y nel quadro k; tale punto appartenga ad un oggetto in movimento. Si assume che l'oggetto non cambi la sua luminosità da un quadro all'altro; se questo non è verificato, la stima del movimento può risultare erronea (si tratta comunque di un problema che accomuna praticamente tutti gli algoritmi).

Nel caso di un moto puramente traslatorio, che genera un vettore movimento S avente componenti dx e dy, le differenze tra due quadri successivi valgono:

$$\begin{aligned} DQ(x,y) &= u_k(x,y) - u_{k-1}(x,y) = \\ &= u_k(x,y) - u_k(x+dx, y+dy) = \\ &= -\frac{\partial u_k(x,y)}{\partial x}dx - \frac{\partial u_k(x,y)}{\partial y}dy - n(x,y) = \\ &= -S^T \nabla u_k(x,y) - n(x,y) \end{aligned} \qquad [2]$$

Fig. 2 — Algoritmo di stima del movimento di Cafforio e Rocca. La linea tratteggiata indica la posizione del fronte nel quadro precedente.

dove $n(x,y)$ contiene i termini di ordine superiore dello sviluppo di Taylor; nel seguito essi verranno trascurati. Il gradiente ∇u ha per componenti le differenze tra pel vicini della stessa riga video e le differenze tra righe consecutive.

Nella figura 2 è mostrato un caso semplice di spostamento unidimensionale, lungo la sola direzione x. In questa situazione, la stima del vettore movimento ottenuta dalla [2] si riduce a

$$[3] \qquad \hat{S} = d\hat{x} = - \frac{DQ(x,y)}{\partial u(x,y)/\partial x}$$

L'esattezza di tale risultato può essere immediatamente verificata sulla figura 2; in pratica, si ottiene l'ampiezza dx del movimento dividendo la lunghezza del segmento verticale DQ per la pendenza del fronte.

Nel caso bidimensionale, se il contorno dell'oggetto che si muove è noto (si veda a proposito il paragrafo 2.1), la [2] può essere valutata su tutti i punti che lo compongono. Impiegando la regressione lineare, è possibile costruire la stima ottimale del vettore movimento S come

$$\partial x = - \frac{E\left\{DQ(x,y)\ \frac{\partial u(x,y)}{\partial x}\right\}}{E\left\{\left(\frac{\partial u(x,y)}{\partial x}\right)^2\right\}}$$

[4]

$$\partial y = - \frac{E\left\{DQ(x,y)\ \frac{\partial u(x,y)}{\partial x}\right\}}{E\left\{\left(\frac{\partial u(x,y)}{\partial y}\right)^2\right\}}$$

dove le medie sono calcolate sommando sull'intera area A occupata dall'oggetto in movimento.

L'algoritmo di Cafforio e Rocca assume che la funzione di luminanza sia lineare nel punto di coordinate x,y. Nell'esempio mostrato in figura 2, tale assunzione è valida solo all'interno dell'area A_1; d'altra parte, quest'area diminuisce di dimensioni all'aumentare dello spostamento del fronte.

In definitiva, i due algoritmi visti possono essere usati solo per misurare movimenti S molto piccoli (com'era intuibile, d'altronde, per il fatto che adottano un approccio di tipo differenziale). Nel tentativo di superare questo problema, sono state introdotte le tecniche che descriveremo nel seguito.

2.2.1 Tecniche recursive

Per migliorare l'accuratezza della stima del movimento ed allo stesso tempo aumentare il campo dei valori di S misurabili, è possibile impiegare algoritmi di tipo recursivo. A partire da una stima iniziale $\hat{S}_i$, si genera una nuova stima migliorata $\hat{S}_{i+1}$ secondo la formula:

$$[5] \qquad \hat{S}_{i+1} = \hat{S}_i + T_i$$

dove T_i è il termine di aggiornamento dell'iterazione i-esima. Le iterazioni possono avvenire sia su campioni successivi appartenenti alla stessa riga, sia su righe o quadri successivi. A seconda dei casi, si parlerà di algoritmi di stima recursivi con recursione sui campioni orizzontale, verticale o temporale.

Conoscendo $\hat{S}_i$, è possibile utilizzare una funzione delle differenze di quadro traslate DQT

$$[6] \qquad DQT(x,y,\hat{S}_i) = u_k(x,y) - u_{k-1}(x - d\hat{x}_i, y - d\hat{y}_i)$$

come criterio per il calcolo della stima $\hat{S}_{i+1}$.

Netravali e Robbins (bibl. 6) hanno proposto un algoritmo che tenta di minimizzare recursivamente le differenze al quadrato mediante il metodo del gradiente:

$$[7] \qquad \hat{S}_{i+1} = \hat{S}_i - \frac{1}{2}\,\epsilon \Delta_{\hat{S}i}[DQT(x,y,\hat{S}_i)]^2$$

dove $\Delta\hat{S}_i$ rappresenta l'operatore gradiente rispetto a $\hat{S}_i$ ed ϵ è una costante positiva. La figura 3 illustra come

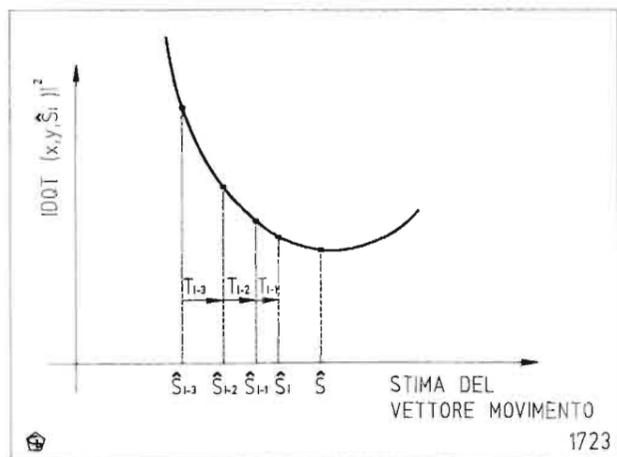



Fig. 3 — Algoritmo di stima del movimento di Netravali e Robbins.

CODIFICA DEL SEGNALE TELEVISIVO NUMERICO: STIMA E COMPENSAZIONE DEL MOVIMENTO

questo algoritmo converga al valore vero del movimento S dopo alcune iterazioni.

La scelta di ϵ è basata su di un compromesso. Valori di ϵ alti portano ad una convergenza rapida ma danno una stima rumorosa, mentre valori più bassi consentono una stima più accurata.

L'algoritmo riassunto nella formula [7] può essere migliorato ricavando il termine di aggiornamento da una media pesata su campioni adiacenti; in questo modo il rumore di quantizzazione viene ad avere un effetto minore. Se A è l'area contenente i campioni considerati, si ottiene:

$$[8] \qquad T_i = -\frac{1}{2}\,\epsilon \Delta_{\hat{S}i} \sum_{j \in A} W_j[DQT(x,y,\hat{S}_i)]^2$$

dove $W_j \geq 0$ e $\Sigma W_j = 1$.

In seguito al lavoro di Netravali e Robbins, sono stati sviluppati molti altri algoritmi recursivi; la differenza principale consiste nel sostituire la costante ϵ con una variabile, in modo da permettere un migliore adattamento alle caratteristiche locali dell'immagine. Il risultato di tale modifica è una velocità di convergenza più elevata, ovvero una migliore precisione di stima quando il numero di iterazioni sia fissato a priori.

Nonostante gli algoritmi recursivi funzionino bene per movimenti di pochi pel o addirittura di frazioni di pel, essi possono incorrere in situazioni di instabilità quando l'immagine è molto rumorosa oppure il movimento è eccessivamente veloce. Inoltre, volendo passare ad una fase realizzativa, occorre ricorrere a tecniche di interpolazione e stima semplificate, che non garantiscono sempre risultati ottimali. Pertanto, il loro uso all'interno di un codificatore video a riduzione di ridondanza è fortemente penalizzante, e non è stato considerato al *Centro Ricerche* RAI.

2.3 Tecniche basate sulla trasformata di Fourier

La procedura di base, per questi algoritmi, consiste nel determinare la superficie di correlazione tra due immagini (due quadri, o semiquadri, successivi); tale superficie presenterà un picco in corrispondenza alle coordinate che danno lo spostamento di un'immagine rispetto all'altra. Naturalmente è possibile che diverse parti dell'immagine, per esempio gli oggetti che sono presenti nella scena, si muovano in maniere differenti; in quest'ultimo caso, che d'altra parte è il più frequente, la superficie di correlazione avrà un certo numero di picchi, ognuno dei quali è associato al movimento di una determinata area d'immagine.

La tecnica impiegata per valutare la funzione di correlazione si basa sull'uso della trasformata di Fourier. Come primo passo, alle due immagini viene applicata una trasformazione bidimensionale; i due spettri ottenuti vengono moltiplicati tra di loro, quindi la funzione risultante viene antitrasformata sempre secondo Fourier. Il risultato è la superficie di correlazione desiderata.

I vantaggi ottenibili, rispetto al calcolo diretto della funzione di correlazione, stanno nel minore impegno di calcolo e nella possibilità, molto importante, di applicare un filtraggio sulla superficie di correlazione. In particolare, è molto usata la tecnica di normalizzare l'ampiezza dello spettro risultante dal prodotto, in modo da preservare le sole componenti di fase: se G_1 e G_2 sono le trasformate discrete di Fourier (DFT = Discrete Fourier Transform) delle due immagini in considerazione, la superficie di correlazione $Y(x,y)$ si ottiene come antitrasformata della funzione complessa Z, data da:

$$[9] \qquad Z = \frac{G_1\, G_2^*}{|G_1\, G_2^*|}$$

Mediante questo algoritmo, noto anche come **correlazione di fase**, si ottiene una stima del movimento molto più precisa; i picchi aumentano di ampiezza rispetto al resto della superficie, e risultano pertanto più facilmente individuabili. Ciò è dovuto al fatto che tutta l'informazione di posizione è contenuta nella fase dello spettro, mentre eventuali variazioni di luminosità degli oggetti, che potrebbero degradare la misura, vengono annullate dalla normalizzazione del modulo.

Le prestazioni di tale tecnica sono molto buone; possono essere stimati movimenti di molte decine di pel per quadro, con precisioni che possono arrivare a meno di un decimo di pel (ciò se si effettua un'interpolazione della superficie di correlazione). Il problema principale dell'algoritmo, ossia la necessità di separare i movimenti delle diverse parti dell'immagine, può essere risolto mediante vari accorgimenti; su questi ultimi non ci soffermiamo, ma rimandiamo alla bibliografia 7.

Nel complesso, si tratta di una tecnica relativamente nuova, sulla quale sono necessari studi ulteriori; essa appare comunque di notevole interesse, e potrebbe in futuro trovare utili applicazioni nei sistemi di codifica a basso bit-rate (minore di 1 bit/pel).

2.4 Block matching

Gli algoritmi recursivi per la stima dei vettori movimento si basano sul calcolo del gradiente; in alternativa a ciò, lo spostamento subito da una parte d'immagine può essere valutato dalla superficie di correlazione tra due quadri successivi. È possibile definire una funzione bidimensionale di mutua correlazione C come:

$$[10] \qquad C(S) = \frac{R_{u_k u_{k-1}}(S)}{\sqrt{R_{u_k u_k}(0) R_{u_{k-1} u_{k-1}}(0)}}$$

(ricordiamo che S rappresenta il vettore movimento, formato dalle due componenti dx e dy). La stima $\hat{S}$ dello spostamento è data dalla posizione del picco di correlazione.

Per trovare lo spostamento subito dal pel di coordinate x,y occorre estrarre dal quadro k-esimo un blocco di $M \cdot N$ pel centrato sul punto x,y, quindi effettuarne la correlazione con i pel appartenenti ad una certa area di ricerca AR nel quadro precedente $(k-1)$. Poiché le dimensioni dell'area di ricerca superano quelle del blocchetto di un'entità corrispondente al massimo spostamento previsto tra quadri successivi, come indicato dalla figura 4, e dato che il blocchetto deve essere piuttosto grande (almeno 8·8 pel) al fine di ridurre la varianza della stima, la quantità di calcoli richiesta per la determinazione del movimento risulta eccessivamente elevata.

Una soluzione molto efficace per ridurre la complessità dell'algoritmo consiste nel suddividere l'immagine in blocchi, considerando che tutti i pel appartenenti allo stesso blocco abbiano vettori movimento coincidenti. In que-

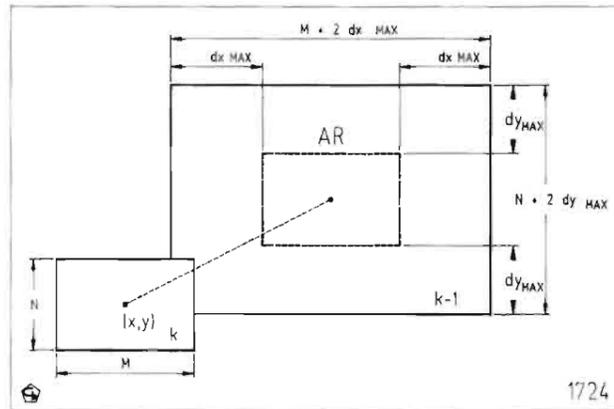



Fig. 4 — Posizione del blocco di M·N pel, appartenente al quadro k, all'interno dell'area di ricerca AR nel quadro $k-1$.

sto modo, occorre calcolare un solo vettore per ogni blocco. La tecnica di correlazione così semplificata prende il nome di *block matching*.

Come si può notare, una tecnica di questo tipo è particolarmente adatta ad essere applicata nell'algoritmo DCT ibrido; in effetti, l'immagine risulta già di per sé suddivisa nei blocchi di 8·8 pel sui quali viene calcolata la trasformazione. Per ciascun blocco, la predizione può essere ottenuta dal semi-quadro o dal quadro precedente, applicando una traslazione di entità pari al vettore movimento calcolato per il blocchetto.

In particolare, gli studi e le simulazioni eseguite hanno fatto preferire, in prima istanza, la compensazione movimento inter-frame; essa, infatti, non risente del disturbo dovuto all'interallacciamento, e dà comunque buoni risultati, nonostante la distanza temporale tra due quadri successivi sia doppia rispetto a quella che separa due field.

Una semplificazione ulteriore della ricerca dei vettori movimento, d'altra parte, è ottenuta impiegando come criterio di correlazione una funzione differente da quella definita nella [10]; essa risulta infatti troppo onerosa dal punto di vista dei calcoli. Si è scelto di utilizzare lo stesso criterio già impiegato nella scelta «a priori» del modo di trasmissione, ossia l'errore quadratico medio

$$[11] \quad \sigma^2(i,j) = \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{N} [u_k(m,n) - u_{k-1}(m+i,\ n+j)]^2$$

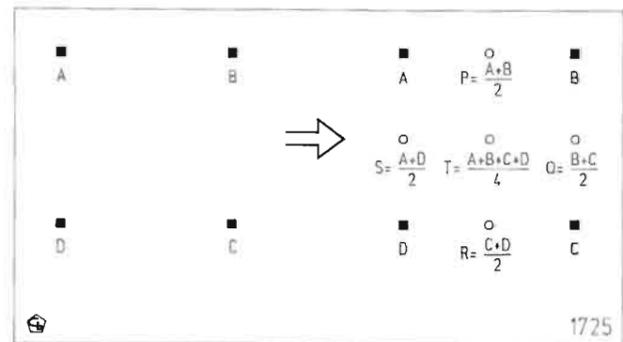



Fig. 5 — Costruzione delle interpolazioni a 1/2 pel per la compensazione movimento.

Le dimensioni del blocco sono state fissate pari a 16·8 pel (tali valori corrispondono in effetti ad un *quadriblocco*, ovvero un'area di immagine la cui forma sullo schermo risulta approssimativamente quadrata). Lo spostamento massimo considerato è di ±15,5 pel nella direzione orizzontale e ±7,5 pel nella direzione verticale. Può apparire strano l'uso di coordinate non intere; in realtà, per migliorare la precisione della stima ed al tempo stesso riuscire a seguire movimenti molto lenti, prima del *matching* si effettua un'interpolazione lineare bidimensionale, in modo da portare la risoluzione a 1/2 pel.

La tecnica usata è mostrata in figura 5. Essa risulta particolarmente semplice, pertanto è adatta ad un'immediata realizzazione hardware (nell'ambito del progetto EU 256).

È da notare, tuttavia, che un'interpolazione lineare di questo tipo non dà luogo alla ricostruzione ottimale dei campioni mancanti; in effetti, potrebbe essere conveniente impiegare filtri di interpolazione più complessi. Ciò è attualmente oggetto di studio, insieme alla valutazione degli eventuali vantaggi nell'uso collaterale dell'informazione inter-field per la stima del movimento.

Negli algoritmi di *block matching*, si sono considerati tradizionalmente tre sistemi di ricerca del picco di correlazione:

esaustivo. Come si può comprendere dalla denominazione, questo metodo si basa sulla «forza bruta»; per ognuno dei blocchi in cui è stata divisa l'immagine, vengono provate tutte le possibili posizioni all'interno dell'area di ricerca. Al termine, si sceglie come stima del vettore movimento il valore corrispondente alla posizione di massima correlazione (nel caso in cui venga usato l'errore quadratico medio, la posizione ottimale sarà invece quella corrispondente al minimo). Il difetto principale di questo approccio consiste ovviamente nella grande quantità di calcoli richiesti; d'altra parte, esso garantisce l'individuazione corretta del picco e quindi del vettore movimento;

2-D logaritmico. Il funzionamento di questo algoritmo, proposto da J. R. Jain e A. K. Jain, si può comprendere osservando la figura 6. Ad ogni passo, si calcola l'errore quadratico medio in cinque posizioni; quindi si procede lungo la direzione associata al punto che ha dato il risultato migliore. Nel caso in cui il minimo sia stato trovato sul punto centrale, oppure se si sono raggiunti i confini dell'area di ricerca (nella figura 6 ciò avviene al passo 4) si procede riducendo la distanza tra i punti (bibl. 8). Volendo determinare uno spostamento massimo di 6 pel, come nell'esempio mostrato in figura 6, sono richiesti nel caso peggiore 7 passi, corrispondenti al calcolo dell'errore su 21 punti. L'algoritmo esaustivo, nella stessa situazione, dovrebbe effettuare il calcolo su 169 punti;

three-step. Pubblicato da Koga *et al.*, l'algoritmo *three-step* (figura 7) prevede un test iniziale su otto punti, collocati simmetricamente attorno al centro $x=i$, $y=j$ e spaziati in modo piuttosto largo. Al secondo passo, la distanza tra i punti viene ridotta, mentre il centro viene posto sulla posizione migliore determinata al primo tentativo. Si procede iterativamente in questo modo, fino a quando la spaziatura non può essere ulteriormente ridotta (bibl. 8). Nel caso particolare di spostamento massimo pari a ±6 pel, l'algoritmo termina esattamente in tre passi, da qui il nome con cui viene indicato. Rispetto al metodo logaritmico, la situazione peggiore comporta la prova di un numero più alto di punti (25); tuttavia, nel caso di elaborazione parallela, il fattore più importante è dato dal numero di passi successivi, che nel *three-step* è mediamente inferiore.

CODIFICA DEL SEGNALE TELEVISIVO NUMERICO: STIMA E COMPENSAZIONE DEL MOVIMENTO

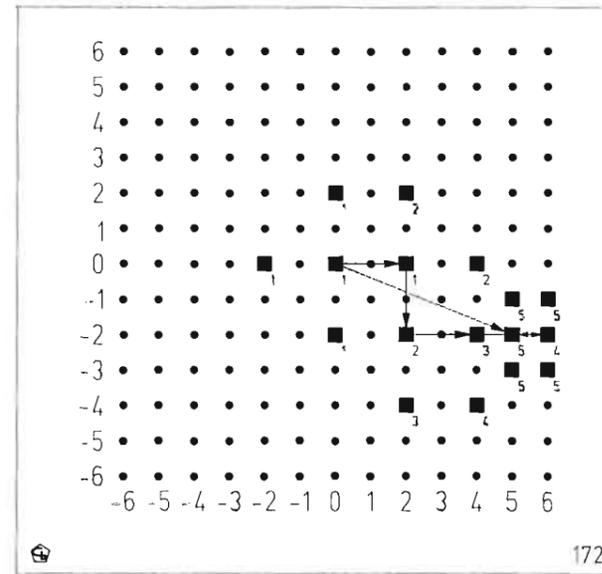



Fig. 6 — Metodo 2D-logaritmico. Sono mostrati i punti di ricerca nel quadro $k-1$, relativi al pel di coordinate (i,j) nel quadro k.

Gli algoritmi 2-D logaritmico e *three-step* operano una riduzione consistente della complessità computazionale, in quanto determinano il vettore movimento attraverso il calcolo di un numero molto limitato di punti della superficie di correlazione. Tuttavia, come altre tecniche analoghe di ricerca dei punti di massimo o di minimo di una funzione, esse sono basate sull'ipotesi fondamentale di una notevole regolarità della superficie analizzata.

Se tale ipotesi non è verificata, il successo della ricerca non è garantito. Ad esempio, nel caso dell'algoritmo *three-step*, la funzione può assumere nell'intorno del punto centrale un andamento irregolare, che porta alla scelta di una direzione di partenza sbagliata. Una volta decisa tale direzione, d'altra parte, non è più possibile effettuare alcuna correzione; la ricerca prosegue in una zona che non contiene affatto il punto di minimo. Di conseguenza si ottiene una stima del vettore movimento completamente errata.

La possibilità di sbagliare direzione, in effetti, sussiste ad ogni passo di iterazione; l'algoritmo converge sicuramente solo se la superficie di correlazione ha una forma molto regolare.

Contrariamente a quanto si potrebbe credere, questa regolarità è in realtà poco probabile. Si osserva infatti che l'andamento tipico della funzione di errore quadratico medio, nel caso di movimento puramente traslatorio, ha l'aspetto mostrato in figura 8: la funzione presenta un avvallamento molto pronunciato in corrispondenza dello spostamento subito dall'area di immagine considerata, ma al di fuori di tale avvallamento le ondulazioni sono del tutto casuali. Esistono inoltre numerosi punti di minimo locale, che non coincidono con il minimo assoluto. In altre parole, non è possibile avvicinarsi al minimo seguendo l'andamento globale della funzione.

Per i motivi succitati, la tecnica di compensazione movimento adottata nel codificatore RAI-Telettra prevede la ricerca esaustiva; prove sperimentali e considerazioni teoriche hanno dimostrato che i vantaggi ottenibili in termini di velocità dalle altre tecniche non sono sufficienti a giustificare la perdita considerevole di efficienza che comportano. Dal punto di vista della realizzazione hardware, il problema della complessità di calcolo può essere risolto facendo ricorso ad un'architettura con un elevato grado di parallelismo; purtroppo, però, in fase di simulazione la quantità di calcoli richiesta rende i tempi di attesa eccessivamente lunghi. In effetti, l'area di ricerca prevista, pari a ±15,5 pel in orizzontale e ±7,5 pel in verticale, implica la valutazione dell'errore quadratico medio in 1953 posizioni diverse; questo per ognuno dei 1620 quadriblocchi che compongono un semiquadro 4:2:2 (la situazione, ovviamente, è ancora peggiore nel caso dell'alta definizione).

Nonostante la valutazione del vettore movimento sia fatta solo sulla base della luminanza (soluzione che, pur non essendo ottimale, si è dimostrata molto vantaggiosa in termini di rapporto efficienza/complessità), la simulazione dell'algoritmo DCT ibrido con compensazione movimento richiede, quando si usi la tecnica esaustiva, tempi dell'ordine di un'ora per ogni quadro della sequenza.

Per risolvere questo problema, gli autori hanno sperimentato con successo un metodo basato sulla predizione dei vettori movimento, in grado di ridurre di un fattore 6-8 i tempi di simulazione; di tale metodo diamo la descrizione completa in appendice.

3. Valutazioni quantitative

Per mezzo delle apparecchiature disponibili al *Centro Ricerche* RAI (bibl. 10) è stato eseguito un grande nume-

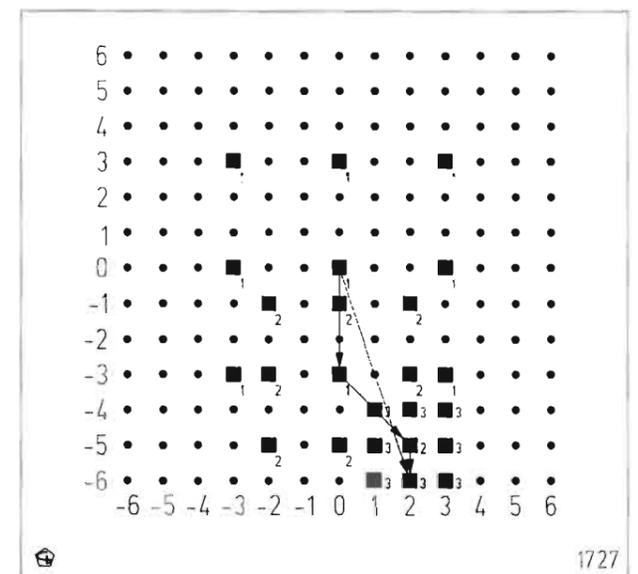



Fig. 7 — Metodo *three-step*. Sono mostrati i punti di ricerca nel quadro $k-1$, relativi al pel di coordinate (i,j) nel quadro k.

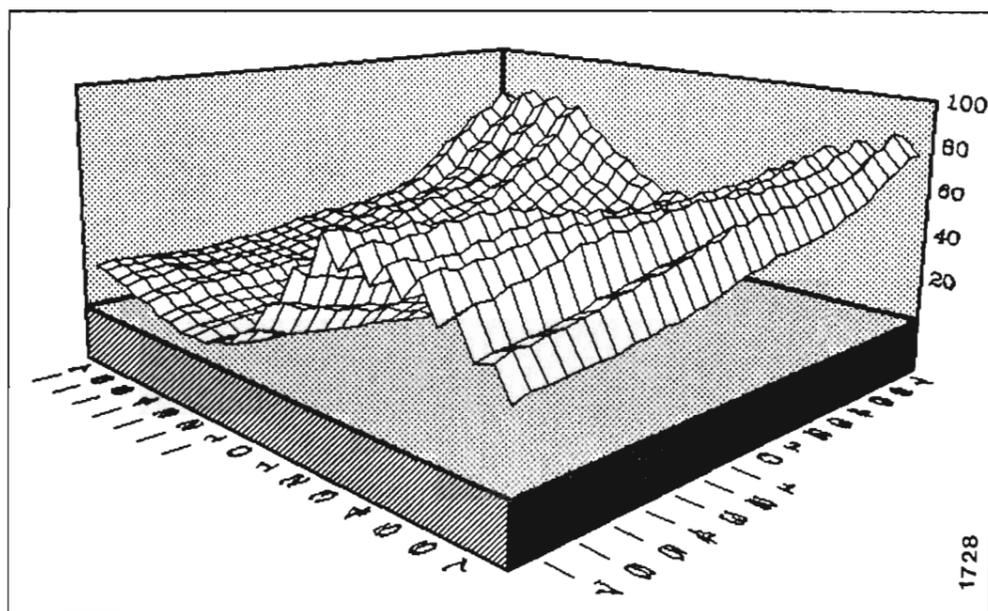



Fig. 8 — Andamento tipico dell'errore quadratico medio calcolato tra blocchi corrispondenti di immagine appartenenti a due quadri successivi, al variare della posizione di uno dei blocchi. La figura mostra una variazione di posizione massima pari a ±7,5 pel, nelle direzioni orizzontale e verticale.

ro di prove di simulazione, in modo da verificare le effettive prestazioni della tecnica di compensazione movimento, riportiamo nel presente lavoro i risultati più significativi.

La Tabella 1 mostra i guadagni di bit-rate ottenibili con l'uso della compensazione movimento, qualora si operi a fattore di trasmissione costante (in pratica, mantenendo costante la qualità dell'immagine ricostruita). Come si può vedere, si tratta di guadagni, piuttosto consistenti, che possono anche superare il 30%; sulla sequenza «Table Tennis» la riduzione non è così elevata, ma occorre notare che essa risulta già di per sé poco critica, anche senza compensazione.

Nella Tabella 1 sono evidenziate due possibilità di ricerca del vettore movimento, la prima prevede una risoluzione pari ad 1 pel (il block matching viene effettuato direttamente sui punti dell'immagine), mentre la seconda avviene mediante una preventiva interpolazione lineare, che porta la risoluzione a 1/2 pel (vedere il paragrafo 2.4). Si osserva che l'aumento di risoluzione porta ad un considerevole miglioramento delle prestazioni, sufficiente a giustificare la maggiore complessità di realizzazione.

La Tabella 1 riporta altresì le distribuzioni statistiche dei modi di trasmissione, distinte per luminanza e crominanza; come era lecito aspettarsi, l'applicazione della compensazione movimento inter-frame aumenta enormemente le percentuali di scelta di quest'ultima modalità di codifica.

Sulla crominanza l'aumento risulta più contenuto; ciò è dovuto principalmente al fatto che la valutazione del vettore movimento avviene sulla base della sola informazione di luminanza. Tuttavia non si tratta di un problema di particolare conto, in quanto il bit-rate necessario per la codifica delle componenti di crominanza è normalmente una porzione molto esigua del bit-rate complessivo.

TABELLA 1.
GUADAGNI DI BIT-RATE OTTENIBILI CON LA COMPENSAZIONE MOVIMENTO

Sequenza	Comp. movimento	Bit-rate (Mbit/s)	Guadagno (%)	Modi Y (%) Intra field	Modi Y (%) Inter field	Modi Y (%) Inter frame	Modi C (%) Intra field	Modi C (%) Inter field	Modi C (%) Inter frame
Renata	No	21,59	0	29,7	43,0	27,3	35,1	45,9	19,0
	1 pel	16,78	22,23	9,8	15,2	75,0	22,2	24,1	53,7
	1/2 pel	14,78	31,52	5,1	8,0	86,9	22,6	23,4	54,0
Mobile & Calendar	No	30,12	0	8,9	72,8	18,3	9,8	70,7	19,5
	1 pel	22,04	26,83	5,0	13,7	81,3	5,8	20,0	74,2
	1/2 pel	19,65	34,77	2,9	9,2	87,9	5,6	19,3	75,1
Table Tennis	No	16,04	0	25,3	33,1	41,6	34,2	36,1	29,7
	1 pel	14,32	10,71	16,1	20,4	63,5	27,8	27,0	45,2
	1/2 pel	13,29	17,13	12,5	13,9	73,6	26,8	25,5	47,7

NOTA: nei due casi la risoluzione della stima è pari rispettivamente a 1 pel e 1/2 pel. Le simulazioni sono state effettuate a fattore di trasmissione costante e quindi a qualità costante.

TABELLA 2.
MIGLIORAMENTI QUALITATIVI OTTENIBILI CON LA COMPENSAZIONE MOVIMENTO

Sequenza	Bit-rate (Mbit/s)	con comp. movimento S/N (dB)	senza comp. movimento S/N (dB)
Flower Garden	9,5	31,35	26,11
	12	33,04	28,11
	15,5	34,87	30,24
Renata	9,5	32,66	29,15
	12	33,95	30,90
	15,5	35,37	32,72
Table Tennis	9,5	34,39	32,68
	12	35,22	33,96
	15,5	36,21	35,24

NOTA: le simulazioni sono state effettuate a bit-rate costante.

La Tabella 2 presenta una situazione complementare: operando a bit-rate costante, si cerca di valutare il miglioramento qualitativo conseguente all'uso della compensazione movimento.

Anche questa volta, le aspettative trovano conferma in un aumento consistente del rapporto segnale/rumore, che può arrivare a più di 5 dB.

TABELLA 3.
GUADAGNI DI BIT-RATE E RAPPORTI S/N DELL'IMMAGINE RICOSTRUITA CON L'USO DELLA COMPENSAZIONE MOVIMENTO

Sequenza	Comp. movimento	Bit-rate (Mbit/s)	Guadagno (%)	S/N (dB)
Mobile & Calendar	No	30.12	0	33.54
	Esaustiva	19,65	34,77	33,81
	Ridotta	19,78	34,33	33,80
Renata	No	21,59	0	35,04
	Esaustiva	14,78	31,52	35,47
	Ridotta	15,26	29,31	35,44
Table Tennis	No	16,04	0	35,53
	Esaustiva	13,29	17,13	35,73
	Ridotta	14,13	11,88	35.69
Renata & Butterflies	No	22,94	0	34,13
	Esaustiva	19,68	14,19	34,48
	Ridotta	20,04	12,61	34,44
Diva with Noise	No	75,02	0	27,34
	Esaustiva	73,44	2,09	27,36
	Ridotta	74.31	0.93	27.36

NOTA: l'immagine è ricostruita con l'uso della compensazione movimento nei due casi: di ricerca esaustiva o ridotta del vettore movimento. Le simulazioni sono state effettuate a fattore di trasmissione costante.

La Tabella 3, analogamente alla Tabella 1, presenta i risultati di simulazioni eseguite a qualità costante; questa volta, però, l'accento è posto principalmente sulla validità del metodo di simulazione fondato sulla predizione inter-field dei vettori movimento, che opera la ricerca di questi ultimi nell'ambito di una finestra ridotta. Come si vede, le prestazioni sono del tutto confrontabili con quelle della ricerca esaustiva, tranne nel caso della sequenza «Table Tennis»; il motivo per cui questa sequenza causa dei problemi, ed il modo di risolverli, verranno trattati in appendice.

Un altro aspetto interessante dei dati in Tabella 3 riguarda la sequenza «Diva with Noise»; come si è già avuto occasione di dire (bibl. 10) si tratta di un'immagine in cui la maggior parte dello schermo è occupata da rumore bianco a pieno livello, sia sulla luminanza che sulla crominanza. Ovviamente, nella parte contenente rumore non ha alcun senso cercare di determinare dei vettori movimento; per questo motivo i guadagni ottenibili sono estremamente ridotti, e riguardano solo la zona predicibile dell'immagine. Si tratta, comunque, di un caso costruito *ad hoc* per «mettere in crisi» l'algoritmo di codifica.

4. Conclusioni

In passato, l'attenzione del *Centro Ricerche* RAI riguardo alla codifica del segnale video digitale è stata volta principalmente alle esigenze di collegamento tra studi televisivi; in collaborazione con la Telettra, è stato sviluppato un codec in grado di garantire sul segnale la *qualità contributo*, ovvero una precisione di ricostruzione sufficiente per eseguire alcune operazioni di post-processing particolarmente critiche, come ad esempio il *Chroma-key*.

In queste condizioni operative, l'uso della compensazione movimento va inteso non tanto come mezzo di riduzione del bit-rate, quanto come una tecnica che permette di mantenere ottimi standard qualitativi anche su sequenze molto critiche (immagini con forte contenuto di dettaglio spaziale e variabilità temporale). In effetti, il flusso di informazione risulta stabilito dalla gerarchia di multiplazione che si intende utilizzare.

Nella situazione attuale, tuttavia, sempre maggiore attenzione è attribuita, da parte dei gruppi internazionali, alla *distribuzione* del segnale all'utente finale ed alla sua registrazione su cassette mediante video-registratore domestico. In questo caso, le esigenze di qualità sono meno stringenti mentre risulta importante ridurre il più possibile il flusso di dati binari.

Inoltre, assumono maggiore importanza le prestazioni soggettive dell'algoritmo (visibilità del rumore di codifica, eventuale presenza di *artefact*), rispetto a quelle oggettive (rapporto S/N dell'immagine decodificata).

La compensazione movimento, in questo campo, assume un'importanza notevole per il guadagno di bit-rate che consente di ottenere; essa andrà comunque usata in congiunzione ad altre tecniche operative, in modo da raggiungere traguardi che solo pochi anni fa sarebbero apparsi eccessivamente ambiziosi (codifica del segnale 4:2:2 con un bit-rate complessivo di 5 Mbit/s).

APPENDICE

Predizione dei vettori movimento

Il concetto che sta alla base di questo algoritmo nasce dall'esame delle statistiche effettuate dagli autori sulla distribuzione dei vettori movimento; per diverse sequenze di prova, rappresentative di una normale trasmissione televisiva, sono stati valutati gli istogrammi dei vettori movimento e quelli delle corrispondenti differenze inter-field (figura 1A). Queste ultime sono definite nel modo seguente: se S_k e S_{k-1} sono i vettori movimento relativi rispettivamente ai semi-quadri k e k_{-1}, la differenza inter-field (che si può altresì interpretare come errore di predizione del vettore al semi-quadro k) vale

$$e_k = S_k - S_{k-1} \qquad [12]$$

Dalle statistiche è risultato che la distribuzione degli errori di predizione e_k presenta un picco molto pronunciato in corrispondenza dello zero; inoltre essa decresce con notevole rapidità all'aumentare del valore di e_k. Ciò può essere interpretato in modo molto semplice, osservando che gli oggetti in una scena televisiva, pur potendo presentare talvolta movimenti piuttosto veloci, non subiscono generalmente accelerazioni molto forti.

Grazie a questa proprietà, la ricerca dei vettori movimento S_k relativi ad un semiquadro può essere resa notevolmente più efficiente, se si adotta l'accorgimento di limitare la *Search Area* ad un intorno conveniente della posizione data dal vettore movimento S_{k-1}, calcolato nel semi-quadro precedente.

Questa tecnica permette una riduzione consistente della «finestra di ricerca»; le simulazioni effettuate hanno mostrato come sia sufficiente una finestra di 4 pel in orizzontale e 2 pel in verticale, ossia un numero di posizioni pari ad 1/16 di quelle richieste dal metodo esaustivo.

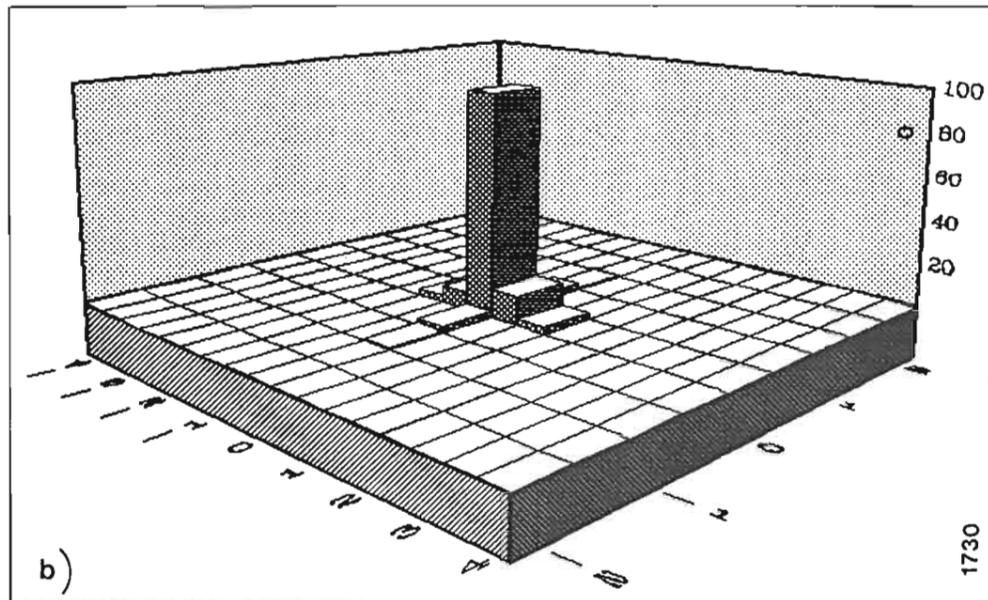
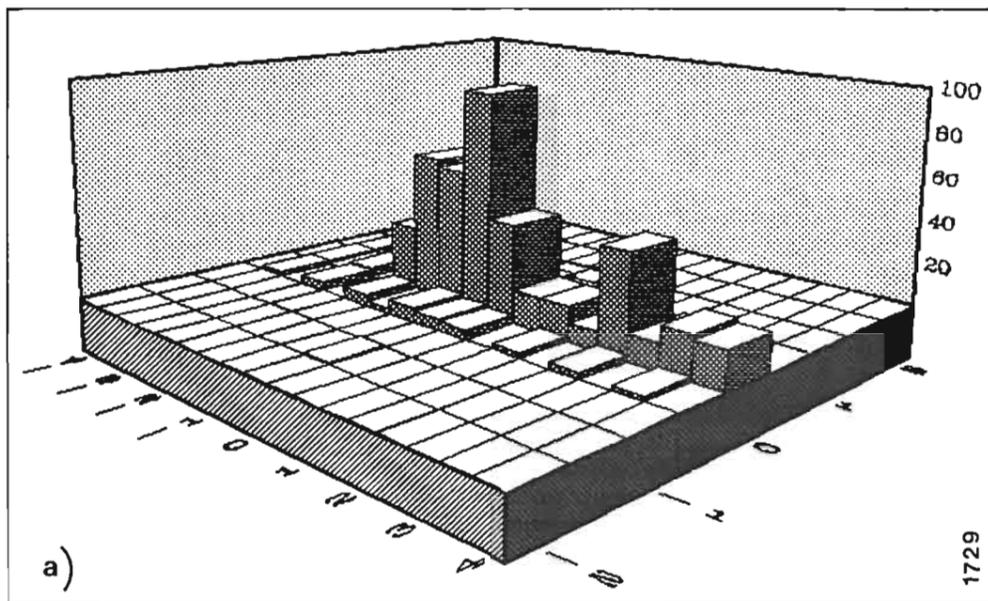



Fig. 1A — *a)* istogramma dei vettori movimento per la sequenza Renata; *b)* istogramma delle differenze inter-field dei vettori movimento per la stessa sequenza. In entrambi i casi la finestra considerata ha estensione pari a ± 4 pel in orizzontale e ± 2 pel in verticale.

Le prestazioni ottenibili sono molto buone; su sequenze di durata pari a 100 quadri (4 secondi) la perdita di efficienza, misurata in termini di aumento del bit-rate complessivo necessario alla codifica, è in media di 2%, come si può vedere dalla Tabella 3.

Il motivo per cui la tecnica predittiva dà risultati migliori, rispetto ad algoritmi come il three-step, sta nel fatto che, all'interno della finestra ridotta, la ricerca avviene in modo esaustivo. Se il picco di correlazione non si sposta eccessivamente da un semi-quadro al successivo (in altre parole, se rimane all'interno della finestra) esso viene sicuramente individuato; lo stesso non si può dire degli altri algoritmi, che scelgono arbitrariamente dei punti di prova senza tener conto delle informazioni già disponibili.

Da quanto detto, risulta evidente che in casi molto particolari la tecnica può fallire: ad esempio, questo succede quando vi sia un brusco cambiamento di scena, per cui i valori di predizione non hanno significato, oppure in presenza di accelerazioni elevate. In effetti, quando ciò avviene, per ritornare ad un funzionamento corretto può essere richiesto un tempo corrispondente a molti field; è il caso della sequenza «Table Tennis» nella Tabella 3, in cui la presenza di un cambiamento di scena rende più critica l'applicazione dell'algoritmo (il bit-rate aumenta circa del 6% rispetto alla ricerca esaustiva).

TABELLA 4.
PRESTAZIONI DELL'ALGORITMO DI RICERCA PREDITTIVA DEI VETTORI MOVIMENTO AL VARIARE DEL PERIODO DI *REFRESH*

Sequenza	Periodo di refresh (semi-quadri)	Guadagno (%)	S/N (dB)
Renata	10	30,49	35,45
	20	30,16	35,45
	30	29,84	35,45
Table Tennis	10	16,12	35,72
	20	15,51	35,71
	30	14,87	35,71

NOTA: distanza in semi-quadri tra due applicazioni consecutive della ricerca esaustiva.

Per eliminare questo problema, sono possibili diverse soluzioni; una strategia molto semplice, ma efficace, consiste nell'eseguire una sorta di *refresh*, allargando periodicamente la finestra in modo da individuare con certezza la posizione del picco.

Il periodo di refresh deve essere scelto sufficientemente basso, in modo da evitare che l'aggancio della finestra con il vettore movimento possa venire a mancare per troppi semi-quadri consecutivi; d'altra parte, per non aumentare eccessivamente i tempi di simulazione, sarebbe conveniente allungare il più possibile la distanza tra due refresh successivi.

Le simulazioni eseguite (vedere la Tab. 4) hanno mostrato come un periodo di refresh pari a 20 semi-quadri offra un compromesso assai soddisfacente tra velocità e prestazioni dell'algoritmo.

(3953)

BIBLIOGRAFIA

1. - MAY F., WOLF W.: *Picture coding with motion analysis for low bit rate transmission*, ICC 82, Proc., pagg. 2G.7.1-2G.7.5, Giugno 1982.
2. - LABIT C.,BENVENISTE A.: *Motion estimation in a sequence of television pictures*, «Image Sequence Processing and Dynamic Scene Analysis», T. S. Huang, Ed. Springer-Verlag, 1983.
3. - KRETZ F.: *Edges in visual scenes and sequences: applications to filtering, sampling and adaptive DPCM coding*, «Image Sequence Processing and Dynamic Scene Analysis», T. S. Huang, Ed. Springer-Verlag, 1983.
4. - LIMB J.O., MURPHY J. A.: *Measuring the speed of moving objects from television signals*, IEEE Trans. Commun., vol. COM-23, n. 4, Aprile 1975.
5. - CAFFORIO C., ROCCA F.: *Methods for measuring small displacements of television images*, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-22, n. 5, Sett. 1976
6. - NETRAVALI A. N., ROBBINS J. D.: *Motion compensated television coding-Part I*, «Bell System Technology Journal», vol. 58, Marzo 1979.
7. - THOMAS G. A., HONS B. A.: *Television motion measurement for DATV and other applications*, BBC Research Department Report n. BBC RD 1987/11.
8. - MUSMANN H. G., PIRSCH P., GRALLERT H. J.: *Advances in picture coding*, Proc. of the IEEE, vol. 73, n. 4, Aprile 1985.
9. - DEL PERO R.: *Codifica del segnale televisivo numerico: metodi di riduzione della ridondanza*, «Elettronica e Telecomunicazioni», n. 1, 1989.
10. - BARBERO M., STROPPIANA M.: *Codifica del segnale televisivo numerico: uso della trasformata coseno discreta*, «Elettronica e Telecomunicazioni», n. 1, 1989.
11. - BARBERO M., CUCCHI S.: *Codifica del segnale televisivo numerico: architettura di un co-decodificatore HDTV utilizzante la DCT*, «Elettronica e Telecomunicazioni», n. 1, 1990.
12. - BELLORA R., DIMINO G., MURATORI M.: *Hybrid DCT: comparison of the statistics of DCT coefficients and processing modes with and without motion compensation*, in «Signal processing of HDTV, 2», Elsevier Science Publischers (Proc. of the 3rd Int. Workshop on HDTV, Torino I, Agosto 1989).
13. - BARBERO M., CUCCHI S., DEL PERO R., DIMINO G., OCCHIENA M., MURATORI M., STROPPIANA M.: *ITALIA '90: Codifica del segnale televisivo numerico, «Elettronica e Telecomunicazioni»*, n. 3, 1990.
14. - BARBERO M., DEL PERO R., RAVERA S., ROSSATO L.: *The use of bit-rate reduction techniques for the transmission of video signals, DSP90* - 2nd Int. Workshop on Digital Signal Processing Techniques Applied to Space Communications, Torino I, Sett. 1990.

NOTIZIARIO

Da comunicazioni pervenute alla Redazione

VERSIONE CMOS AVANZATA DEL MICROPROCESSORE 80188 — Advanced Micro Device (Via Novara, 570 — 20153 MILANO) ha annunciato l'introduzione di una versione CMOS avanzata del microprocessore standard di tipo embedded, 80188. L'azienda ha inoltre annunciato che renderà disponibili i campioni di una versione in tecnologia CMOS del microprocessore 80186.

Il microprocessore ad elevata integrazione (in tecnologia CMOS) AMD 80C188 aumenta il livello delle prestazioni ottenibili con i dispositivi della famiglia 80186/188, grazie all'aggiunta di parecchie nuove caratteristiche. I nuovi dispositivi di AMD sono le prime versioni completamente statiche dei processori 80186/80188 e permettono di risparmiare fino al 47% di potenza, rispetto agli attuali processori Intel 80C186/88.

L'80C188 dispone di due diverse modalità di funzionamento: compatibile e avanzata. Nella modalità di funzionamento «compatibile» il microprocessore è completamente compatibile sia dal punto di vista del software che da quello della piedinatura, con le versioni Intel in tecnologia NMOS e CMOS e con il set di istruzioni del chip 8088.

In modalità di funzionamento «avanzata» sono disponibili due nuove funzioni, introdotte da AMD in questo microprocessore standard:

— controllo della potenza di alimentazione: questa caratteristica dà la possibilità di risparmiare ulteriormente potenza, permettendo all'utilizzatore di suddividere la frequenza interna di funzionamento per un fattore programmabile fino a 256; nella versione originale il fattore per cui può essere divisa la frequenza di clock è programmabile solo fino a 16;

— controllo per il rinfresco di RAM dinamiche: quando viene attivata questa funzione non è più necessario utilizzare un temporizzatore esterno e della logica di generazione degli indirizzi, in quanto il chip genera automaticamente i segnali necessari.

La nuova versione introdotta da AMD e basata sulla tecnologia CMOS di questi microprocessori standard permette agli utenti di fruire del livello di prestazioni più avanzato reperibile per componenti della famiglia 80186/188.

Poiché l'80C188 è una versione avanzata di un microprocessore standard, sono già commercialmente disponibili strumenti di supporto, prodotti da parecchi fornitori.

Il componente 80C188 di AMD viene fornito nelle selezioni di frequenza di 10, 12,5 e 16 MHz. Una versione da 20 MHz sarà disponibile dal secondo trimestre del 1991. Il componente 80C188 è contenuto in un package PLCC da 68 pin o un PQFP da 80 pin.

(3946)

SPECTRUM E NETWORK ANALYZER PER LA GAMMA DI FREQUENZA DA 50 Hz A 3,2 GHz — Le caratteristiche dello Spectrum Analyzer modello SNA-5 della Wandel & Goltermann (per maggiori informazioni rivolgersi a A.E.S.S.E. S.p.A. Viale Umbria 32/36 - 20135 MILANO) sono state estese con l'aggiunta della funzione «Scalar Network Analysys» e l'incorporazione di un tracking generator. Il nuovo modello, denominato SNA-6, è in grado di soddisfare, ad un prezzo abbordabile, anche le più sofisticate esigenze di analisi delle reti nella gamma di frequenza da 50 Hz a 3,2 GHz.

L'SNA-6 ha prestazioni di grande utilità, come la correzione automatica in tempo reale della risposta in frequenza intrinseca, calibrazione automatica, normalizzazione supportata da menù (anche per ponti di riflessione), bande di risoluzione molto strette, sintetizzatore a sweep. Menù organizzati in modo razionale permettono l'esecuzione sicura e affidabile anche delle misure più difficili.

Un grande numero di funzioni di marcatura ed etichettatura supportano attivamente la valutazione e la documentazione dei risultati di misura. Per esempio, larghezze di banda e fattori di modulazione AM possono essere determinati semplicemente premendo un tasto. Con l'ausilio di un apposito pacchetto di software si possono eseguire sequenze di misure in modo totalmente automatico.

In molti casi l'analisi delle reti richiede l'utilizzo di accessori come ponti per misure di riflessione, adattatori di impedenza, terminazioni, ecc. Una estesa linea di accessori di questo tipo è disponibile a completamento dell'SNA-6.

(3942)

FILTRO MONOLITICO PER L'ESTRAZIONE DEL SEGNALE RDS — Il dispositivo SGS-THOMSON Microelectronics (v. C. Olivetti 2-Agrate Brianza, MI) TDA7332 è stato progettato specificamente per applicazioni radio e auto-radio ed è un filtro integrato in grado di separare la sottoportante di segnale RDS (Radio Data System) a 57kHz per la susseguente decodifica. Oltre a permettere una riduzione del numero di componenti necessari nei ricevitori radiofonici, questo integrato elimina la necessità di una regolazione dell'induttore durante l'assemblaggio.

Il dispositivo BiCMOS integra un filtro antialiasing del secondo ordine, un filtro passa-banda SC a fase lineare dell'ottavo ordine, un filtro smoothing e un rilevatore di attraversamento dello zero.

Il filtro passa-banda ha una frequenza centrale di 57kHz e una banda -3dB di 3kHz.

In un tipico ricevitore, il filtro RDS è collegato tra il sintonizzatore e il decodificatore RDS, può essere utilizzato sia in decodificatori stand alone che in microcontrollori con decodificatori RDS integrati.

Il sistema Radio Data System deriva da uno sviluppo congiunto effettuato dai membri EBU (European Broadcasting Union) e permette di sovrapporre delle informazioni digitali alle trasmissioni radio in modulazione di frequenza. Questi dati digitali vengono trasmessi in un segnale standard a modulazione di frequenza, utilizzando la sottoportante a 57kHz. Viene utilizzata una trasmissione DSB a portante soppressa con modulazione di fase.

Le informazioni trasmesse tramite il sistema RDS comprendono il nome della stazione trasmittente, un numero di identificazione di stazione, una indicazione del tipo di programma, informazioni relative a frequenze alternative o ad altri parametri di interesse per l'utente.

Il sistema RDS, che è stato standardizzato a livello mondiale, è già ampiamente utilizzato in Europa; anche negli USA e in molte nazioni dell'Estremo Oriente sono iniziate trasmissioni che utilizzano questo standard.

(3999)

CALORIMETRO OTTICO AD ALTA PRECISIONE — Anritsu Corporation (Via Paracelso 14, Agrate Brianza, MI) ha annunciato la produzione e la vendita di un calorimetro ottico portatile ad elevata precisione: *ML9010A*. Lo strumento in questione è capace di misurare la potenza ottica da 100μW a 20 mW con una precisione di $\pm 1\%$, in conformità a quanto richiesto dagli standard nazionali (ETL, NIST, NPL e PTB).

ML9010A è stato progettato per la calibrazione di standard di lavoro o misuratori ottici di potenza per uso generale ed è composto dalla sezione di controllo ML9010A e dal sensore ottico MA9010A. È possibile effettuare la calibrazione in maniera semplice ed estremamente precisa in 5 o 10 minuti, in dipendenza dal tipo di procedura di preset utilizzata.

È possibile realizzare degli standard di potenza ottica per dischi laser o per strumenti di comunicazione ottica in maniera semplice utilizzando ML9010A con le sorgenti luminose a raggio parallelo da 0,78 – 0,85 – 1,3 – 1,55 μm di Anritsu.

In precedenza veniva utilizzato un sistema per l'assorbimento ottico basato sull'impiego di oro, denominato gold-black, per l'assorbimento e la conversione della luce in calore. Tuttavia questo tipo di realizzazione ha alcuni svantaggi: il gold-black risente delle vibrazioni e il fattore di riflessione è variabile nel tempo.

Il nuovo ML9010A utilizza un sistema di assorbimento basato su un composto nikel-fosforo ottenuto con procedimenti chimici; questo composto ha buone caratteristiche di resistenza alle vibrazioni e all'umidità. Inoltre il fattore di riflessione è la metà di quello del gold-black. L'utilizzo di questo sistema di assorbimento ottico a basso fattore di riflessione e di un rilevatore termico con un'elevatissima emf (electromotive force, forza elettromotrice) termica ha dato la possibilità ad Anritsu di sviluppare il primo calorimetro ottico di uso pratico con precisione di $\pm 1\%$.

(3981)

COLLEGAMENTO IN FIBRA OTTICA SOTTO LA MANICA — Telettra fornirà apparati di trasmissione per il collegamento su cavo sottomarino in fibra ottica tra la rete telefonica inglese e quella belga, commissionato a Pirelli da parte del consorzio formato da British Telecom, Mercury Communications (Gran Bretagna), Régie des Télégraphes et des Téléphones (Belgio), Deutsche Bundespost (Germania) e PTT Telecom (Olanda).

La scelta degli apparati Telettra da parte di alcuni tra i più esigenti Enti gestori di servizi telefonici testimonia l'alta affidabilità dei sistemi prodotti da Telettra, società che vanta già da anni una solida presenza anche nel mercato inglese.

Il collegamento, operativo nel gennaio '92, metterà in comunicazione la stazione di St. Margaret Bay nel Regno Unito con la stazione di Veurne in Belgio ed avrà una lunghezza complessiva di circa 110 Km.

Si tratta, in particolare, di 12 terminali di linea per la trasmissione del segnale a 565 Mbit/s su fibra ottica, di 4 nuovi apparati di scambio, di un apparato a 140 Mbit/s per la protezione del segnale trasmesso all'utente e di uno per la distribuzione scaglionata. Insieme al cavo sottomarino Pirelli a 12 fibre ottiche, costituiranno un sistema della capacità di oltre 30.000 canali telefonici. (3983)

PREMIO DI DESIGN «VISION 90» — Sony Corporation ha annunciato l'assegnazione del premio di Design *«Vision 90»*, riservato a studenti delle scuole di tutto il mondo, che quest'anno aveva come tema la comunicazione interpersonale effettuata tramite un «oggetto» di impiego comune quale il telefono. Tra gli oltre 800 progetti presentati da studenti di 42 nazioni, la giuria che comprendeva eminenti personalità nel campo della cultura, dell'arte e del design industriale, ha selezionato 15 finalisti e quindi decretato i 3 vincitori, uno per ciascuna area geografica: Nord America, Europa e altri paesi, Giappone compreso.

Alla cerimonia di consegna dei premi il presidente della giuria Michael Mc Coy dell'Accademia d'arte di Cranbrook ha avuto modo di affermare che «*questo concorso, dedicato all'esplorazione di nuove forme di comunicazione tramite l'utilizzo di un oggetto di larghissima diffusione come l'apparecchio telefonico, ha offerto a un gran numero di giovani studenti la possibilità di applicare la loro creatività al settore della telefonia privata che mostra decisi tassi di espansione e ampie possibilità di business*».

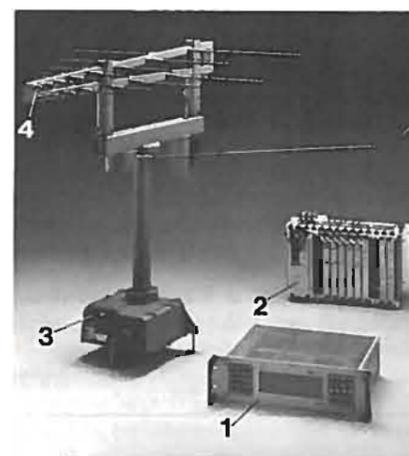
«*Nel corso delle attività di valutazione degli elaborati* — ha concluso Mc Coy — *abbiamo avuto modo di esaminare numerosi progetti che non solo esprimevano nuove concezioni estetiche ma che racchiudevano anche una molteplicità di interessanti innovazioni tecnologiche*». Da parte sua, il designer nipponico Toshiyuki Kita ha invece rilevato nei progetti «*la comune tendenza di rendere il telefono sempre più piacevole e utile senza quelle estremizzazioni tecnologiche che annullano la libera iniziativa dell'uomo*».

Oltre a Mc Coy e Toshiyuki, la commissione giudicatrice era composta dai designer Jean Pierre Vitrac e Antonio Citterio, da Kyo Toyoguchi dell'associazione giapponese dei designer industriali e da Hideo Watanabe della Sony Corporation. Molto qualificata anche la partecipazione italiana: Luigi Cicognani e Angelo Pagliacci si sono classificati al 4° posto con il telefono senza ricevitore *W(viva) VOCE*, per installazioni a parete (vedi figura).

(3982)

Legenda della fotografia:

1. Unità di controllo
2. Unità centrale
3. Dispositivo per la rotazione dell'antenna
4. Antenna TV/FM.

(3967)

SISTEMA DI ANTENNA DIREZIONALE PER NAVI — La TEOPROS OY (Kanslerinkatu 8 P.O. Box 440 SF-33101 Tampere, Finlandia) ha presentato un nuovo sistema che consente alle navi di ricevere, in qualsiasi momento, il miglior segnale televisivo e radiotelefonico. Tale sistema, chiamato ASLA 2C, posiziona automaticamente le antenne nella direzione delle stazioni che trasmettono il segnale più forte. Le antenne continuano a «seguire» le loro stazioni, indipendentemente dalle variazioni di posizione della nave. Quando la distanza dalla stazione eccede quella programmata, il sistema seleziona automaticamente un'altra stazione trasmittente.

ASLA 2C è un sistema a microprocessore che memorizza le coordinate di 30 (al massimo) stazioni trasmittenti per antenna e riceve, dal sistema di navigazione della nave dati relativi alla propria posizione. L'ASLA 2C, facendo uso di tali dati, dirige l'antenna verso la stazione più vicina.

Questo metodo di ricerca della stazione tramite le sue coordinate geografiche elimina i problemi derivanti dalla selezione quando più stazioni trasmettono contemporaneamente sulla stessa frequenza. Inoltre rende la ricezione immune dall'interferenza di segnali riflessi, per esempio, dalle isole vicine. I segnali TV possono essere ricevuti con grande portata ampliando l'area sulla quale è possibile la ricezione di immagini di buona qualità e senza perdita di qualità nelle trasmissioni provenienti da stazioni vicine.

Il sistema elettronico modulare ne aumenta l'affidabilità. L'unità di controllo centrale può orientare, contemporaneamente, due antenne. Al sistema ASLA 2C, si possono integrare anche le antenne per la ricezione della TV via satellite.

I motorini per l'orientamento dell'antenna si prestano ad essere montati sugli alberi di maestra; l'inoltro dei segnali captati dalla antenna è realizzato attraverso un giunto coassiale rotante che permette la rotazione in qualsiasi direzione.

PRE-EUROPESAT — I delegati di Germania, Francia, Italia e Svezia hanno dato via libera ad EUTELSAT per la messa a punto di un satellite di radiodiffusione diretta pre-EUROPESAT, il cui lancio è previsto per la metà del 1993.

Il satellite, che sarà posizionato a 19 gradi longitudine ovest nell'orbita geostazionaria, sarà equipaggiato con un minimo di 12 ripetitori in grado di fornire una copertura sia sui quattro paesi firmatari che su quelli limitrofi. Dotato di tubi ad onde progressive con una potenza d'uscita da 100 a 120 watt, esso permetterà la ricezione diretta di trasmissioni televisive con l'ausilio di antenne di dimensioni molto ridotte. Grazie a questo satellite, sarà completata la capacità di radiodiffusione diretta via satellite già disponibile a 19 gradi longitudine ovest per i programmi televisivi.

La funzione del nuovo satellite sarà quella di fornire una capacità di diffusione intermedia fino all'introduzione del primo EUROPESAT, che avverrà nel 1996. A partire da quella data il satellite sarà integrato nel sistema EUROPESAT, appositamente progettato in vista del sempre più diffuso utilizzo della televisione ad alta definizione.

EUTELSAT sta anche preparando il concorso d'appalto relativo al contratto di costruzione dei satelliti EUROPESAT per conto di nove paesi europei (Germania, Austria, Francia, Italia, Paesi Bassi, Portogallo, Spagna, Svezia, Svizzera e Jugoslavia) che hanno richiesto un totale di 39 trasmettitori. Il concorso dovrebbe essere pronto per la metà del 1991.

EUTELSAT, L'Organizzazione Europea di Telecomunicazioni via satellite, è stata creata nel 1977 allo scopo di utililzzare satelliti per comunicazioni fisse e mobili in tutta Europa. I satelliti sono in grado di trasmettere tutta una gamma di servizi relativi alle telecomunicazioni, fra cui programmi televisivi e radiofonici, traffico commerciale digitale, telefonia e comunicazioni terrestri da mezzi mobili.

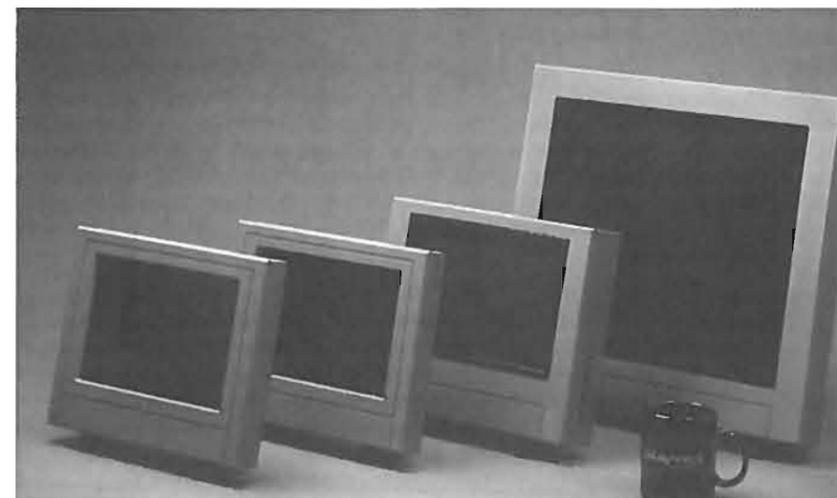
EUTELSAT è un'organizzazione internazionale alla quale partecipano 28 paesi europei, compresi il Vaticano e San Marino. L'Italia, attraverso Telespazio, è azionista al 9 per cento. (3970)

TERMINALI FLAT PANEL — La Planar System, Inc. (In Italia: EXHIBO S.p.A., v.le V. Veneto 21 - MONZA) produttrice USA di flat panel display, comunica la disponibilità immediata di una famiglia di terminali elettroluminescenti. Si tratta di terminali completi, comprendenti l'alimentatore, l'interfaccia e il cabinet metallico. I terminali si collegano direttamente a computer IBM ST, AT e PS/2, funzionando come monitor compatibili CGA e EGA.

Sono anche disponibili modelli con touch-screen e interfaccia RS232.

Questi terminali si basano su display Planar ad alta risoluzione (13 cm $\times$ 20 cm) di 640 $\times$ 400 pixel.

Per far fronte a richieste di misure maggiori, sono disponibili terminali Planar di 31 $\times$ 36 cm da 1024 $\times$ 864 pixel. Questo è il terminale elettroluminescente flat panel più grande al mondo ed è interfacciabile ai computer IBM XT, IBM AT, Macintosh II e Digital Equipment Corporation.

Cabinet metallici di qualsiasi design e colore sono disponibili a richiesta per tutti i modelli anche per piccoli quantitativi. In grossi quantitativi sono disponibili terminali full custom, comprendenti specifiche meccaniche, montaggio, colore e dimensione. (3968)

EMULATORE UNIVERSALE — La crescente disponibilità di personal computer, sia MS-DOS che con altri sistemi operativi, unita all'aumento di applicazioni quali programmi di scrittura, linguaggi di programmazione e software di rete ha implementato una evoluzione operativa che colloca il PC in una posizione che si avvicina sempre più a quella dell'host computer.

I personal computer vengono inoltre sempre più utilizzati nei processi industriali per lo sviluppo del software e per le integrazioni hardware-software. Nei sistemi industriali vengono utilizzati microprocessori ad 8, 16 e 32 bit che sono spesso collegati col medesimo bus: le reti che devono essere gestite da tali host sono perciò estremamente eterogenee. Questa situazione ha incrementato la domanda di emulatori (ICE, in-circuit emulator) che potessero ottimizzare la gestione ed il controllo dei molteplici processi industriali.

Per rispondere a questa specifica esigenza la Sophia Systems, i cui prodotti sono commercializzati in Italia dalla Pentatron (via Borgosesia 75 b - Torino), ha sviluppato l'SA98, uno dei più avanzati emulatori universali incircuit attualmente disponibili sul mercato. Esso è completamente compatibile con i personal computer tipo IBM AT e XT e può essere collegato a reti locali di tipo EWS quali Vax, Apollo Sun ecc., ed a qualsiasi terminale remoto.

L'SA98 è dotato di numerose funzioni, quali: trasferimento dati ad alta velocità, alta velocità di accesso, doppio processore di emulazione, supporto di microprocessori da 8 a 16 bit, aiuto online, operazioni in tempo reale, buffer di tracciamento, assemblatore in linea, sofisticati software di messa a punto, ecc.

Particolarmente significativa è la presenza del doppio processore di emulazione che permette di pilotare contemporaneamente due unità di controllo senza dover ricorrere ad un secondo emulatore.

(3969)

METODO PER PRODURRE LASER SU VASTA SCALA — Ricercatori del laboratorio IBM di Zurigo hanno sviluppato un metodo che consente di costruire fino a 20 mila microscopici laser su un unico elemento circolare («wafer») di materiale semiconduttore dal diametro di soli 5 centimetri. È la prima volta che laser a semiconduttore vengono ottenuti sull'intero wafer e su così vasta scala.

Secondo i ricercatori IBM, il nuovo metodo potrà dimezzare il costo di produzione di questi dispositivi, attualmente impiegati nei lettori di compact disk, nelle stampanti, nelle memorie a dischi degli elaboratori, nelle unità per comunicazioni su fibre ottiche. Si aprono anche nuove possibilità di integrare questi laser e altre componenti elettroniche su singoli chip «optoelettronici», in grado di trasferire informazioni usando segnali sia luminosi sia elettrici.

I laser a semiconduttore venivano finora costruiti rompendo la struttura cristallina del semiconduttore con un procedimento lungo e costoso ed erano poi lavorati e collaudati uno per uno.

Il nuovo metodo, chiamato «full wager technology», permette invece di svolgere tutte le fasi costruttive e di collaudo senza spezzare il wafer. A questo scopo, viene applicata una tecnica d'incisione fotolitografica già in uso nella produzione dei chip. Essa ha consentito di disegnare su tutta la superficie del wafer stretti canali, profondi 5 micron (millesimi di millimetro), le cui sponde, coperte da materiale semiriflettente, funzionano come specchi dei laser, amplificando e dirigendo i fasci di luce che vengono emessi quando la corrente elettrica percorre il semiconduttore.

I ricercatori, che hanno utilizzato wafer di arseniuro di gallio e alluminio (AlGaAs), sono anche in grado di incidere specchi concavi o convessi per dirigere la luce laser nelle direzioni volute e combinare i laser con altre componenti (lenti, riflettori) per sviluppare nuovi circuiti optoelettronici integrati.

(3972)

SISTEMA DI TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI — Un completo sistema per trasmettere e ricevere immagini a colori di alta qualità sulle normali linee telefoniche è stato presentato al pubblico durante la 14ª edizione del SICOF, il salone della fotografia professionale che si è tenuto a Milano.

Nello spazio espositivo organizzato dall'AFIP e dal GADEF è stato infatti installato un sistema *Sony DIH-2000*, collegato con importanti agenzie del settore fotogiornalistico, con cui vengono trasmesse in «tempo reale» immagini riguardanti eventi mondiali appena verificatisi oppure fotografie prelevate da una banca remota di immagini; in questo modo il pubblico ha la possibilità di osservare sul campo uno dei momenti più interessanti che concorrono alla realizzazione di un giornale.

Tramite il DIH-2000 è possibile infatti acquisire immagini non solo da sistemi di ripresa come videocamere magnetiche e telecamere ma anche da supporti di archiviazione delle immagini stesse come videoregistratori e dischi ottici, trasmettendole in pochi secondi a una stazione di ricezione ove possono essere stampate su carta fotografica oppure archiviate su «memorie» di tipo magneto-ottico.

(3974)

ATTIVITÀ INTERNAZIONALE
nell'ambito della Diffusione Radiotelevisiva

a cura di O. ZECCHINI

MEDIASAT '91
Riva del Garda, 28 settembre-4 ottobre 1991

Quest'anno MEDIASAT '91 (Salone delle attività televisive) ha organizzato, con RAI UNO, la mostra «Telericordi...?» allestita in un'apposita struttura, adiacente al Palacongressi di Riva del Garda, realizzata dagli architetti Francesca Salvi e Francesco Biondo.

Insieme a videoregistratori e monitor che proponevano a ciclo continuo le immagini più significative dei programmi RAI del sabato sera, da Canzonissima in bianco e nero a Fantastico via satellite, erano esposti oltre quaranta costumi di grande sartoria, confezionati su misura per le più note star del varietà televisivo.

Televisione non è però solo programmi, ma anche innovazione tecnologica e quindi venivano presentati i cimeli del *Museo della Radio e della Televisione* RAI di Torino ed alcuni degli apparati, studiati e realizzati a Torino dal *Centro Ricerche* RAI, che contribuiscono e sicuramente hanno contribuito a fare la «Storia» della RAI - Radiotelevisione Italiana.

Il Museo della Radio e della Televisione della RAI, costituitosi a Torino nel 1967 per iniziativa del pioniere della televisione italiana ingegnere Alessandro Banfi, mantiene ancor oggi il carattere di *Archivio Storico* della Società concessionaria del servizio pubblico radiotelevisivo e pertanto non è normalmente aperto al pubblico.

Degli oltre «5000 oggetti» finora raccolti in collezioni tematiche, solo una piccola parte è esposta in vetrinette nel foyer dell'ingresso della Sede Regionale per il Piemonte: l'accesso è attualmente riservato agli operatori culturali e scientifici che ne fanno richiesta scritta.

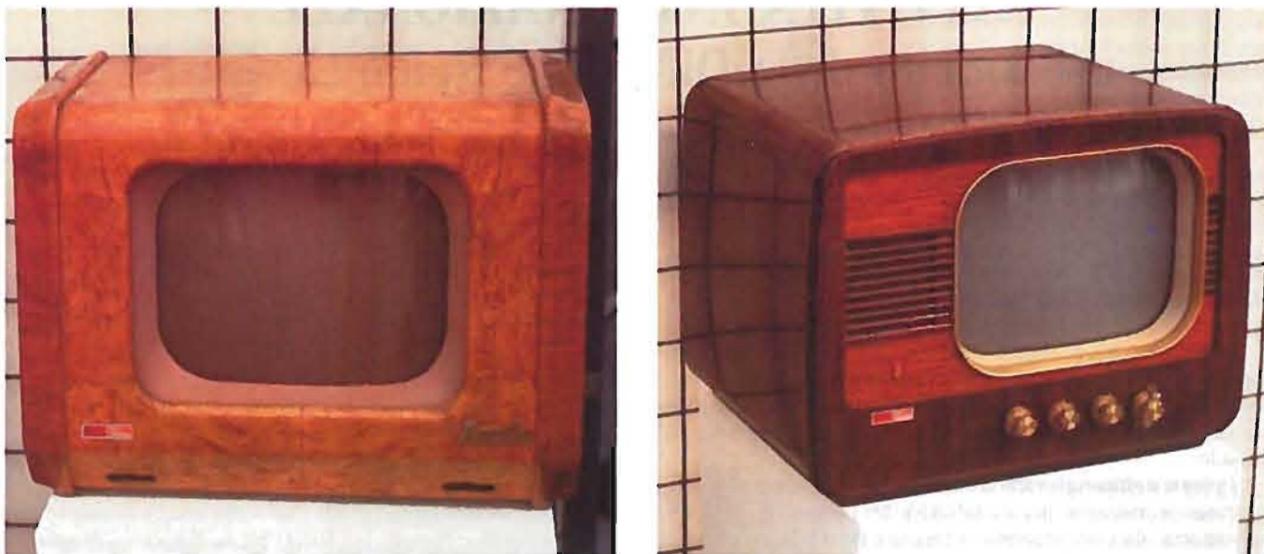
Selezioni significative delle collezioni esistenti vengono esposte al pubblico in occasione di mostre e rassegne di carattere nazionale, per consentire una fruizione collettiva di questo patrimonio culturale.

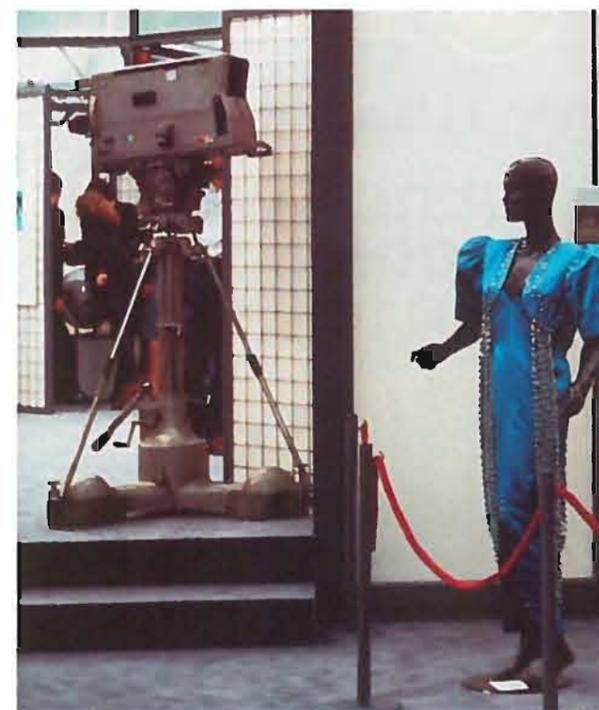
Rientrano in questa linea di servizio pubblico la partecipazione alle rassegne curate dall'IPSOA a Roma, dal MIFED a Milano, dall'Enciclopedia Treccani a New York e la mostra celebrativa del 60° anniversario della Radiofonia in Italia, allestita all'Auditorium di Torino nel 1984.

Questa Mostra si trasferì nel 1985 a Spoleto, in occasione del Festival dei Due Mondi, poi a Bari per la Fiera del Levante, a Napoli per la Fiera d'Oltremare e ancora a Torino-Lingotto al Salone Internazionale dell'auto 1986, costituendo, nelle varie tappe, forte motivo di richiamo e d'interesse.

Tra le ultime partecipazioni si segnalano per valore culturale e scientifico le tre Mostre storiche sulle Telecomunicazioni promosse dallo SMAU e dalla SIP a Milano: «La Voce» nel 1988 — «Oltre la Voce» nel 1989 — «Voci dallo Spazio» nel 1990 e la Mostra «Voci tra i monti» a cura di RAI-SIP-SIRTI, promossa dalla Regione Valle d'Aosta ad Aosta nel 1990, nonché la Mostra «La grande storia della Radio» alla prima edizione di MEDIASAT nel 1990 a Riva del Garda.

Il Museo della Radio e della Televisione della RAI è membro dell'A.I.R.E., prima Associazione del collezionismo delle radiotelecomunicazioni costituitasi in Italia, che ha affiliato a tutt'oggi oltre 300 collezionisti privati, promuovendo la conservazione, il restauro e lo studio dei cimeli della evoluzione tecnologica.

Il Direttore Generale della RAI ha recentemente manifestato l'intendimento di promuovere una *Istituzione Museale Pubblica* a Torino.

A «Telericordi...?» il Museo ha esposto alcuni degli apparati e delle tecnologie RAI delle sue collezioni storiche:

- le prime telecamere bianco e nero Marconi e General-Electric del 1951;
- la prima telecamera a colori RCA utilizzata in Italia per le riprese sperimentali a colori nel 1964;
- la moto Guzzi 850 con il completo equipaggiamento per riprese televisive al Giro Ciclistico d'Italia nel 1975;
- l'antenato del televisore domestico, il BAIRD inglese del 1930 a 20 quadri/s e 30 linee di definizione. Con apparati come questo, circa 3000 abbonati inglesi ed alcuni italiani poterono ricevere i programmi trasmessi, con regolare servizio in onda media, dalla BBC nel 1931.

In collegamento con il Museo della Radio e della Televisione della RAI, anche quest'anno il *Centro Ricerche* RAI è stato presente a Riva del Garda.

Nell'edizione 1991 di Mediasat (Salone delle Attività Televisive) il *Centro Ricerche* RAI ha presentato alcuni apparati frutto della sua attività di ricerca sperimentale, sviluppata al fine di studiare e progettare nuove apparecchiature destinate all'esercizio delle riprese e delle trasmissioni radiotelevisive.

A «Telericordi...?» si sono così potuti vedere:

- la telecamera B/N portatile a Plumbicon, corredata dal mirino elettronico di 3 pollici, particolarmente leggera per quel periodo, soli 2,5 kg complessivi, utilizzata per la 1ª volta per le riprese mobili al Giro ciclistico d'Italia del 1970;
- il monitor a transistori di 14 pollici, studiato e realizzato nel 1965, la cui capacità di riprodurre i dettagli dell'immagine era ed è ancora notevole (8 MHz di banda passante), seconda solo all'attuale HDTV (Televisione ad Alta Definizione);
- la telecamera B/N di 4 pollici e mezzo, interamente a transistori e quindi con caratteristiche di stabilità eccezionali per il periodo, utilizzata negli studi RAI dal 1968, dotata di azionamento elettronico a servocomandi del fuoco e della distanza focale;
- il video registratore per segnali televisivi a colori, della ditta AMPEX, con sistema trasversale, mediante quattro testine, di registrazione/lettura dei nastri magnetici da due pollici, con cui il *Centro Ricerche* RAI ha realizzato i primi nastri «campione» per l'allineamento e la verifica del corretto funzionamento dei videoregistratori stessi;
- le antenne video in lega leggera e a fenditura degli anni '59-'60 e l'Unità esterna per la ricezione televisiva diretta da satellite, realizzata ancora a componenti discreti nel 1985, con parabola di soli 90 cm ed illuminatore d'antenna a flangia corrugata;
- l'attuale «RADIOCAMERA» realizzata nel 1985, che è stata studiata per consentire la massima libertà di movimento all'operatore di ripresa liberandolo dal cavo camera di interconnessione con la regia. Il collegamento è perciò realizzato via radio impiegando un minitrasmettitore, installato direttamente sulla telecamera e da essa alimentato, il cui segnale viene captato da un terminale ricevente, attrezzato con un'antenna e 4 eliche, collegato con la regia.

R.C. (4001)

PRESENTAZIONE DI UN SOFTWARE RAI DEDICATO AI NON VEDENTI
Torino, 30-31 ottobre 1991

Il *Centro Ricerche* RAI ha presentato, nei giorni 30 e 31 ottobre 1991, presso il Dipartimento di Informatica dell'Università degli Studi di Torino, il pacchetto software TELESINT dedicato particolarmente ai non vedenti.

Il progetto, che si prefiggeva di creare un software atto ad interfacciare una scheda telematica ed un supporto vocale, è frutto della collaborazione tra la RAI Radiotelevisione Italiana, la società Seleco S.p.A. di Pordenone e l'Unione Italiana Ciechi.

Poiché non esistono in commercio strumentazioni mirate che lavorino in domini specifici quali giornalismo, trasmissioni televisive, insegnamento, tali da permettere ai non vedenti di recepire l'informazione visiva sotto forma sonora, è stato elaborato un software che consente loro l'accesso al servizio RAI TELEVIDEO; cioè ad una fonte di informazioni aggiornate e sintetiche, che raggiunge tutti gli utenti che dispongono di un'antenna televisiva e di una scheda telematica per la ricezione dei dati trasmessi mediante il sistema TELETEXT italiano.

Lo scopo principale del progetto è stato quello di rendere i portatori di handicap visivi in grado di operare in modo completamente autonomo, ossia senza la necessità di intervento da parte di altre persone in nessuna delle operazioni di ricerca, reperimento, lettura ed archiviazione delle informazioni.

L'hardware utilizzato nella realizzazione qui descritta è costituito da un Personal Computer, sul quale sia installato il sistema operativo MS-DOS, dotato del decodificatore Teletext costruito dalla ditta SELECO e di un qualsiasi sintetizzatore vocale.

Il software TELESINT, è un sistema di facile utilizzo che consente all'utente di:

— leggere le pagine trasmesse da un sistema Teletext italiano. Nel caso di RAI TELEVIDEO, le pagine sono direttamente fruibili dall'utente, essendo tutte scritte in chiaro; nel caso di Telesoftware, le pagine richiedono l'uso di un computer per essere interpretate, trattandosi infatti di programmi per Personal Computer o dati criptati;
— leggere il quotidiano LA STAMPA ed il settimanale AVVENIMENTI, per i quali le singole redazioni trasmettono via Telesoftware il file di dati ed il software di interpretazione;
— archiviare le pagine lette per un successivo facile reperimento delle informazioni ricevute.

È stata posta molta cura nella scrittura del software poiché gli obiettivi che si sono voluti raggiungere sono stati quelli di adattabilità ai vari tipi di sintetizzatore ed una spiccata semplicità d'uso.

Tra i vari problemi che si sono dovuti affrontare, vogliamo ricordare la necessità di creare un file ASCII che non contenga la codifica di caratteri utilizzati dal sintetizzatore come propri comandi.

Il software TELESINT è stato realizzato presso il *Centro Ricerche* RAI dalla d.ssa Paola Boeri ed ha costituito l'argomento della sua tesi di laurea in Scienze dell'Informazione.

La presentazione ha trattato i seguenti argomenti:

— illustrazione dei concetti generali relativi al sistema telematico;
— descrizione delle caratteristiche principali delle schede telematica e vocale;
— descrizione delle metodologie utilizzate per la soluzione del problema;
— considerazioni su possibili aspetti evolutivi: realizzazione in firmware del package sviluppato in modo da realizzare un dispositivo che non richieda l'utilizzo di un Personal Computer.

Alla presentazione sono intervenuti, oltre a numerosi docenti ed allievi, il Direttore del Dipartimento di Informatica prof. Gianfranco Balbo, il prof. Nello Balossino relatore della tesi, il dr. Mario Cominetti in rappresentanza del *Centro Ricerche* RAI, un appartenente all'Unione Ciechi di Torino in rappresentanza del presidente sig. Enzo Tomatis ed il dr. Paolo Anselmo responsabile del Servizio «Informa Città» del Comune di Torino, servizio che utilizza il supporto RAI TELEVIDEO regionale per distribuire informazioni e notizie utili alla cittadinanza.

Un articolo della d.ssa Paola Boeri, di prossima pubblicazione su questa rivista, tratterà ampiamente l'argomento.

L.B. (4002)